

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

М. Б. Лейтман

*Автоматическое
измерение
выходных
параметров
электро-
двигателей*

(методы и аппаратура)

Рецензент Г. В. Веников

Лейтман М. Б.

Л42 Автоматическое измерение выходных параметров электродвигателей: (методы и аппаратура). — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 152 с., ил.

45 к.

Рассмотрены вопросы, связанные с автоматическим измерением и регистрацией выходных параметров электродвигателей — частоты вращения, механической мощности, скольжения, относительной нестабильности частоты вращения и вращающего момента. Рассмотрены принципы построения соответствующей измерительной аппаратуры. Уделяется внимание анализу погрешностей измерения, способам повышения точности и быстродействия измерительной аппаратуры.

Для специалистов, занимающихся вопросами проектирования и испытания электродвигателей, разработкой измерительной аппаратуры.

2302030000-046
Л 051(01)-83 167-82

ББК 31.261

6П2.1.081

ПРЕДИСЛОВИЕ

При разработке, испытаниях и эксплуатации электродвигателей возникает необходимость в измерении и регистрации различных электрических, энергетических и механических величин. Измерение ряда из них — напряжений, токов, потребляемой мощности и других величин — может производиться серийно выпускаемыми измерительными преобразователями и приборами. Однако они позволяют измерить далеко не все параметры. Так, для измерения важнейших выходных параметров — частоты вращения, скольжения, относительной неустойчивости частоты вращения, момента на валу, механической мощности — серийная аппаратура практически не выпускается. Разработанные для их измерения методы и устройства, описанные в ряде монографий и статей, не всегда удовлетворяют предъявляемым требованиям, таким как наличие выходного сигнала, удобного для регистрации, необходимые точность и быстродействие, простота, автоматизация процесса измерения.

Автор не ставил цель дать всеобъемлющий анализ всех существующих методов и устройств, предназначенных для измерения перечисленных выходных параметров. Устройства, рассматриваемые в книге, отличаются высокой точностью, сравнительной простотой, полной автоматизацией процесса измерения, наличием унифицированного выходного сигнала и в ряде случаев высоким быстродействием. Указанные особенности обусловлены разработкой новых методов и схем измерения, использованием в составе измерительной аппаратуры различных аналоговых и цифро-аналоговых специализированных электронных вычислительных устройств, методов автоматической коррекции, широким применением современной элементной базы, в частности, микроэлектроники.

Возможность регистрации перечисленных выходных параметров во многом определяется возможностью ис-

пользования выходных сигналов измерительной аппаратуры для работы регистрирующих устройств. Наиболее универсальными с этой точки зрения являются унифицированные сигналы напряжения постоянного тока (0—10 В) и постоянного тока (0—5 мА). Эти сигналы могут быть непосредственно использованы как входные для таких распространенных аналоговых регистраторов, как светолучевые осциллографы, самописцы, графопостроители. С помощью серийно выпускаемых коммутаторов и аналого-цифровых преобразователей такие сигналы могут быть преобразованы в цифровую форму, введены для дальнейшей обработки в ЭВМ, а также зарегистрированы с помощью цифropечатающих устройств. Проблема регистрации измеряемых параметров существенно упрощается, если последние преобразованы в сигналы, удобные для регистрации. В качестве такого сигнала в рассматриваемых в настоящей книге устройствах принято унифицированное постоянное напряжение.

Большое внимание в книге уделено анализу метрологических и динамических характеристик, способам повышения точности и быстродействия рассматриваемых преобразователей, исследование которых в большинстве случаев доведено до расчетных формул, практических рекомендаций и принципиальных схем. Для некоторых преобразователей дана методика и приведены примеры практического расчета. Автор надеется, что эти особенности книги привлекут к ней внимание инженеров-разработчиков. В конце книги приведен список условных обозначений.

Автор выражает глубокую признательность рецензенту книги канд. техн. наук Г. В. Веникову за сделанные им критические замечания, способствовавшие улучшению ее содержания.

Автор

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ И МЕХАНИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

При испытаниях электродвигателей, как правило, возникает необходимость в измерении и регистрации частоты вращения в широком диапазоне—от долей до нескольких десятков тысяч оборотов в минуту. В настоящее время используются следующие основные методы измерения частоты вращения [1]: аналоговый прямого преобразования, сравнения и частотный.

Измерение частоты вращения по первому методу производится с помощью магнитных, магнитоэлектрических, центробежных, пневматических и гидравлических тахометров. Эти приборы, как правило, просты, но имеют невысокую точность. При их подключении двигатель нагружен добавочным тормозным моментом, приводящим к появлению дополнительной погрешности, особенно заметной в случае двигателей малой мощности.

Приборы, работающие по методу сравнения, можно разделить на три типа: фрикционные, стробоскопические и вибрационные. Точность этих приборов значительно выше, однако получение аналогового выходного сигнала в виде тока или напряжения затруднительно.

Частотный метод основан на преобразовании частоты вращения в пропорциональную частоту переменного синусоидального или импульсного напряжения и последующем преобразовании последней в требуемый выходной сигнал преобразователя. Этот метод при испытаниях электродвигателей получил наибольшее распространение. Частотный метод измерения исключает внесение дополнительных погрешностей датчиком или линией

связи, так как частота сигнала определяется лишь частотой вращения и конструкцией датчика. Для повышения точности и быстродействия частотных преобразователей, в особенности при испытаниях тихоходных двигателей, частота, практически без усложнения датчика и без внесения дополнительной погрешности, увеличивается в десятки и сотни раз.

В соответствии с принципом действия преобразователи частоты вращения в частоту сигнала могут быть индукционными, трансформаторными, емкостными и фотоэлектрическими [2].

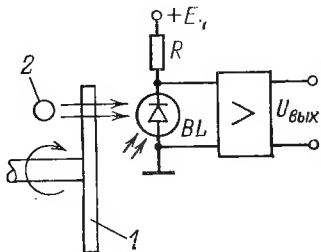


Рис. 1. Схема подключения фотоэлектрического датчика частоты вращения.

Последние являются наиболее простыми и получают все большее распространение. Принцип их действия заключается в модуляции светового потока, падающего на фотоприемник, при помощи какого-либо оптического прерывателя, механически связанного с валом, частота вращения которого измеряется. Примером является преобразователь, показанный на рис. 1, состоя-

щий из диска 1 с отверстиями, скрепленного с вращающимся валом, источника излучения 2 и фотоприемника, в качестве которого использован фотодиод BL. При вращении диска фотодиод периодически засвечивается и на выходе делителя, образованного им и постоянным резистором R, подключенным к источнику питания $E_{\text{п}}$, образуется модулированное по амплитуде напряжение, частота переменной составляющей которого пропорциональна числу оборотов вала. С целью уменьшения нижнего предела измеряемых частот вращения связь между фотоприемником и усилителем должна быть, по возможности, гальванической, как на рис. 1; в этом случае преобразователь нормально работает начиная с нулевой частоты вращения. Действительно, в случае, например, емкостной связи амплитуда сигнала, поступающего на вход усилителя, с уменьшением частоты уменьшается и на низких частотах нормальная работа схемы нарушается.

Для получения унифицированного аналогового сигнала в виде напряжения или тока выходной сигнал ча-

стотных датчиков должны подвергнут дополнительному преобразованию с помощью измерительных преобразователей частоты сигнала в напряжение постоянного тока или постоянный ток. Различают преобразователи среднего и мгновенного значения частоты. Первые являются более простыми, но имеют сравнительно низкое быстродействие, вторые осуществляют преобразование за 1—2 периода входного сигнала, но более сложны.

В данной главе рассматриваются преобразователи среднего значения частоты сигнала на основе конденсаторных частотомерных устройств и спусковых схем, аналоговые и цифро-аналоговые преобразователи мгновенного значения частоты, а также построенные на основе преобразователей частоты измерительные преобразователи механической мощности.

2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА В ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ НА ОСНОВЕ КОНДЕНСАТОРНЫХ ЧАСТОТОМЕРНЫХ УСТРОЙСТВ

Преобразователи, осуществляющие преобразование частоты в пропорциональное постоянное напряжение или ток, получили название частотомерных устройств (ЧУ). Наиболее распространенный принцип построения аналоговых ЧУ заключается в том, что через нагрузку ЧУ в течение каждого периода входного напряжения $U_{вх}$ пропускается импульс тока I_H с постоянной ампер-секундной площадью S либо к нагрузке прикладывается импульс напряжения с постоянной вольт-секундной площадью, формируемый специальной формирующей схемой ΦC (рис. 2). Средний ток, протекающий через нагрузку (напряжение $U_{н.ср}$ на нагрузке),

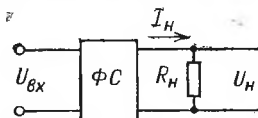


Рис. 2. Структурная схема частотомерного устройства.

$$I_{н, ср} = \frac{1}{T} \int_0^T i_H dt = Sf, \quad (1)$$

где T — период напряжения $U_{вх}$.

Следовательно, ток $I_{н.ср}$ прямо пропорционален частоте f , если при изменении f площадь S остается неиз-

менной. Последнее условие является наиболее трудно выполнимым; непостоянство S представляет главный источник погрешностей таких устройств.

По способу формирования импульсов стабильной площади ЧУ можно разделить на две большие группы: ЧУ, в которых импульс тока (напряжения) представляет собой зарядный или разрядный ток эталонного конденсатора (либо напряжение на эталонной индуктивности), и ЧУ, в которых этот импульс вырабатывается специ-

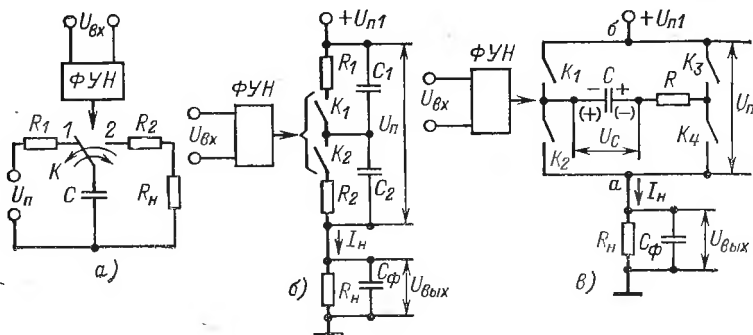


Рис. 3. Принципиальные схемы конденсаторных ЧУ: однополупериодная (а); двухполупериодная (б); двухполупериодная с удвоением выходного тока (в).

альной схемой. Вследствие более высокой стабильности конденсаторов наибольшее распространение среди ЧУ первой группы получили конденсаторные устройства, обычно называемые конденсаторными частотомерами.

Схема простейшего конденсаторного частотомера приведена на рис. 3,а [3]. Частотомер состоит из ключа K , управляемого формирователем управляющих напряжений $\Phi УН$, на который подается входное напряжение $U_{вх}$. В один из полупериодов $U_{вх}$ ключ K находится в положении 1 и конденсатор C заряжается до напряжения $U_{п}$; R_1 и R_2 — внутренние сопротивления замкнутого ключа в положениях 1 и 2. В состав R_1 может входить сопротивление дополнительного резистора, включаемого для ограничения тока через ключ K и внутреннее сопротивление источника $U_{п}$. В течение другого полупериода ключ находится в положении 2 и конденсатор разряжается через нагрузку R_H .

При условии, что постоянные времени цепей заряда

и разряда значительно меньше длительности минимального полупериода $U_{вх}$, процессы заряда и разряда можно считать полностью завершившимися и ампер-секундную площадь S импульсов тока нагрузки неизменной, не зависящей от частоты $U_{вх}$.

На рис. 3,б приведена схема двухполупериодного конденсаторного ЧУ. На выходе ФУН в этой схеме образуются симметричные прямоугольные импульсы, вызывающие поочередное замыкание и размыкание ключей K_1 и K_2 , имеющих в замкнутом состоянии сопротивления R_1 и R_2 . В один из полупериодов ключ K_1 замкнут, K_2 разомкнут, конденсатор C_1 разряжается, а C_2 заряжается. Ток заряда C_2 проходит через нагрузку R_n . После переключения происходят разряд C_2 и заряд C_1 . Ток I_n представляет собой, таким образом, ток заряда конденсаторов C_1 и C_2 . Для уменьшения пульсаций тока нагрузки включен фильтрующий конденсатор $C_{ф}$. Средний ток этого частотомера вдвое больше, чем в предыдущей схеме.

На рис. 3,в приведена схема двухполупериодного конденсаторного ЧУ с одним конденсатором C . Ключи K_1, K_4 и K_2, K_3 , находящиеся попарно в одном и том же положении, поочередно замыкаются и размыкаются под действием управляющих напряжений, вырабатываемых ФУН. К концу каждого полупериода конденсатор C заряжается до напряжения, близкого к U_n . После переключения положительная обкладка конденсатора подключается к точке a , а отрицательная — к точке b и происходит перезаряд конденсатора. Ток перезаряда проходит через нагрузку R_n . Сопротивление R в схеме отображает суммарное внутреннее сопротивление замкнутых в этот момент ключей. Благодаря тому, что во время каждого полупериода происходит перезаряд конденсатора от напряжения, близкого к $-U_n$, до напряжения, близкого к $+U_n$, средний ток нагрузки в этой схеме оказывается вдвое большим, чем в предыдущей, и вчетверо, чем в схеме рис. 3,а. В то же время данная схема, имея всего один конденсатор, проще предыдущей; большее же число ключей практически ее не усложняет, поскольку многие выпускаемые в настоящее время аналоговые переключатели в интегральном исполнении содержат в составе одной микросхемы требуемое количество ключей (например, микросхемы К1КТ902, К1КТ682).

Произведем анализ схемы рис. 3, в. При анализе будем считать емкость C_Φ столь большой, что $U_{\text{вых}} = \text{const}$. В этом случае к собственно частотомеру, состоящему из ключей и конденсатора, приложено постоянное напряжение $U_{\text{п}} = U_{\text{п1}} - U_{\text{вых}}$. Среднее значение выходного тока частотомера

$$I_{\text{н. ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_{\text{н}} dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{U_{\text{п}} - u_C(t)}{R} dt, \quad (2)$$

где $u_C(t)$ — мгновенное значение напряжения на конденсаторе.

Напряжение $u_C(t)$ найдем по известной формуле [4]

$$u_C(t) = u_C(\infty) - [u_C(\infty) - u_C(0)] e^{-t/\tau}, \quad (3)$$

где $u_C(0)$ и $u_C(\infty)$ — значения u_C при $t=0$ и $t=\infty$, $\tau = RC$.

Нетрудно видеть, что $u_C(\infty) = U_{\text{п}}$; учитывая, что $u_C(0)$ равно значению u_C с обратным знаком в конце полупериода, т. е. $-u_C(T/2)$, из (3) находим:

$$u_C(0) = -U_{\text{п}}(1-x)/(1+x), \quad (4)$$

где $x = e^{-T/2\tau} = e^{-1/2f\tau} = e^{-y}$; $y = 1/2f\tau$.

Подставляя значения $u_C(0)$ и $u_C(\infty)$ в (3) и решая совместно с (2), после преобразований получаем:

$$I_{\text{н. ср}} = 4fU_{\text{п}}C(1-x)/(1+x). \quad (5)$$

Исследуем вначале работу короткозамкнутого частотомера ($R_{\text{п}}=0$; $U_{\text{вых}}=0$; $U_{\text{п}}=U_{\text{п1}}=\text{const}$). Как видно из (5), ток $I_{\text{н. ср}}$ нелинейно зависит от частоты f ; эта зависимость $I_{\text{н. ср}}(f)$ показана на рис. 4 (кривая 1). Нелинейность функции $I_{\text{н. ср}} = \varphi(f)$ объясняется тем, что к концу очередного полупериода $U_{\text{вых}}$ процессы заряда и разряда конденсатора не успевают полностью завершиться. Это приводит к изменению площади S осредняемых импульсов при изменении частоты и, как видно из (1), к появлению нелинейности. С целью ее уменьшения следует выбирать $x \ll 1$; так, на практике обычно $x < 0,02$ ($y > 4$). Разлагая для этого случая (5) в степенной ряд и пренебрегая малыми величинами, получаем:

$$I_{\text{н. ср}} \approx 4U_{\text{п}}Cf(1-2x). \quad (6)$$

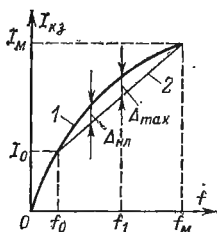


Рис. 4. К исследованию линейности конденсаторного ЧУ.

уравнением

$$I'_{\text{н. ср}} = I_0 + [(I_m - I_0)/(f_m - f_0)](f - f_0). \quad (7)$$

Абсолютная погрешность от нелинейности $\Delta_{\text{нл}} = I_{\text{н. ср}} - I'_{\text{н. ср}}$.

Приведенная погрешность от нелинейности

$$\gamma_{нл} = \frac{\Delta_{нл}}{I_m - I_0} = \frac{f(1-2x) - f_0(1-2x_0)}{f_m(1-2x_m) - f_0(1-2x_0)} - \frac{f - f_0}{f_m - f_0}, \quad (8)$$

где $x_m = e^{-y_m}$; $y_m = 1/(2f_m\tau)$; $x_0 = e^{-y_0}$; $y_0 = 1/(2f_0\tau)$.

Исследуя (8) на максимум, можно получить расчетные графики рис. 5, из которых по заданной максимальной погрешности $\gamma_{нл\max}$ легко найти требуемые значения y_m и τ . Эти графики построены для двух значений $n = f_m/f_0$: $n=2$ (кривая 1) и $n=\infty$ (кривая 2). Близость кривых 1 и 2 позволяет приближенно находить по ним значения y_m и $\gamma_{нл\max}$ и для других значений n , не производя дополнительных расчетов и построений.

Поскольку при выполнении условия $\tau \ll 0,5 T$, необходимо-го для получения высоколинейной характеристики преобразования, ток через замкнутые ключи к концу каждого полупериода уменьшается практически до нуля, сопротивление R , представляющее собой внутреннее сопротивление замкнутых ключей, не оказывает влияния на ток $I_{н,ср}$, что следует также и из формулы (5) при $x \ll 1$. Это позволяет не предъявлять высоких требований к стабильности R . Температурная стабильность частотомера определяется в основном стабильностью емкости C и при использовании высокостабильных конденсаторов оказывается достаточно высокой, что является большим преимуществом конденсаторных частотомеров. Так, для конденсаторов типа КСО-Г температурная погрешность частотомера может быть доведена до $0,005 \text{ \%} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$.

Проведенный анализ справедлив в случае нулевого сопротивления нагрузки R_n . При $R_n \neq 0$ значение $U_{вых}$ можно получить из формулы $U_{вых} = I_{н,ср} R_n$, подставляя в нее значение $I_{н,ср}$ из (5) и учитывая, что $U_n = U_{п1} - U_{вых}$. Решая полученное уравнение относительно $U_{вых}$, находим:

$$U_{вых} = U_{п1} \frac{I_{к,з} R_n / U_{п1}}{1 + I_{к,з} R_n / U_{п1}} = U_{п1} \frac{z}{1 + z}, \quad (9)$$

где $z = I_{к,з} R_n / U_{п1}$; $I_{к,з}$ — выходной ток короткозамкнутого частотомера, определяемый формулой (5) при $U_n = U_{п1}$.

Следовательно, $U_{вых}$ нелинейно зависит от тока $I_{к,з}$, который в свою очередь нелинейно зависит от частоты f . Характер обеих нелинейностей один и тот же — «выпуклостью вверх» (рис. 4). Сопоставляя уравнение (9) с уравнением номинальной характеристики

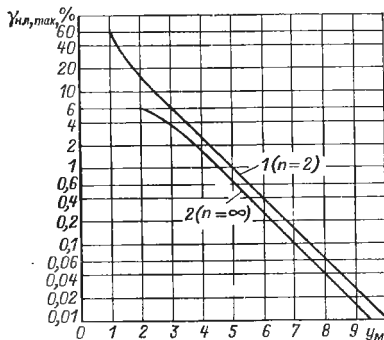


Рис. 5. К определению максимальной погрешности от нелинейности конденсаторного ЧУ.

ки преобразования

$$U'_{\text{вых}} = U_0 + \frac{U_M - U_0}{z_M - z_0} (z - z_0),$$

в котором U_0 и U_M — выходные напряжения частотомера, соответствующие частотам f_0 и f_M , находим абсолютную погрешность $\Delta_{\text{нл1}} = U_{\text{вых}} - U'_{\text{вых}}$ и приведенную $\gamma_{\text{нл1}} = \Delta_{\text{нл1}} / (U_M - U_0)$.

Исследуя функцию $\gamma_{\text{нл1}}$ на максимум и пренебрегая малыми величинами, находим значение z_1 , при котором $\gamma_{\text{нл1}}$ имеет максимальное значение $\gamma_{\text{нл max}}$, а также $\gamma_{\text{нл max1}}$:

$$z_1 = 0,5 (z_M + z_0) = 0,5 R_H (I_M + I_0) / U_{\text{п1}};$$

$$\gamma_{\text{нл max1}} = \frac{z_M - z_0}{4 + 2(z_M + z_0)} \leq \frac{z_M - z_0}{4} = \frac{R_H (I_M - I_0)}{4U_{\text{п1}}}, \quad \left. \vphantom{\frac{z_M - z_0}{4}} \right\} \quad (10)$$

где I_M и I_0 определяются формулой (5) при $f=f_M$ и $f=f_0$.

Формула (10) позволяет по заданному значению $\gamma_{\text{нл max1}}$ найти допустимое

$$R_H \leq 4\gamma_{\text{нл max1}} U_{\text{п1}} / (I_M - I_0). \quad (11)$$

Погрешности, обусловленные наличием сопротивления нагрузки R_H и нелинейностью короткозамкнутого частотомера, имеют одинаковый характер и складываются. Приближенно можно считать, что максимальная результирующая приведенная погрешность от нелинейности $\gamma_{\text{нл max p}}$ имеет место при $f_1 = 0,5(f_M + f_0)$ и равна сумме

$$\gamma_{\text{нл max p}} \approx \gamma_{\text{нл max}} + \gamma_{\text{нл max1}}, \quad (11a)$$

где $\gamma_{\text{нл max}}$ определяется из рис. 5.

При малых $\gamma_{\text{нл max1}}$ значение z также мало, это позволяет считать, согласно (9), $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{п1}} z = I_{\text{кз}} R_H$. Тогда из (10) получаем максимальный перепад напряжения на нагрузке:

$$U_M - U_0 \approx R_H (I_M - I_0) = 4\gamma_{\text{нл max1}} U_{\text{п1}}. \quad (12)$$

При $\gamma_{\text{нл max1}} = 0,1\%$, $U_{\text{п1}} = 10$ В, получаем $U_M - U_0 = 40$ мВ.

Таким образом, малая погрешность от нелинейности нагруженного частотомера достигается только при весьма малом выходном напряжении, что заставляет осуществлять его усиление.

Наиболее линейной характеристикой преобразования обладает короткозамкнутый частотомер. Этот режим работы частотомерного устройства удастся осуществить, включив его как источник входного сигнала усилителя, охваченного параллельной отрицательной обратной связью (ООС) [15]. Такое частотомерное устройство, сохраняя высокую линейность и температурную стабильность короткозамкнутых ЧУ, позволяет получить унифицированный выход по напряжению.

Схема устройства приведена на рис. 6,а. Собственно ЧУ выполнено так же, как и в схеме рис. 3,в. Выходной ток I (рис. 6,б) ЧУ является входным током усилителя рассогласования УР, охваченного параллельной ООС, осуществляемой через резистор $R_{\text{о.с.}}$. С помощью филь-

тующего конденсатора C_{ϕ} большой емкости, подключенного к точке суммирования a , осуществляется подавление высших гармоник и выделение постоянной составляющей I_{cp} тока I . Ток I_{cp} сравнивается с постоянным током $I_{0,c}$, протекающим по резистору обратной связи; разность токов создает напряжение разбаланса ΔU , усиливаемое УР.

Как видно из схемы, выходным напряжением конденсаторного ЧУ является напряжение ΔU , которое при достаточно большом коэффициенте усиления $k_{ур}$ УР крайне мало при всех значениях частоты f . Это обстоятельство позволяет считать точку a заземленной, а вы-

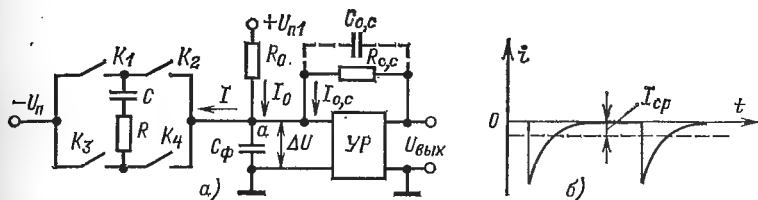


Рис. 6. Функциональная схема ЧУ с унифицированным выходом по напряжению (а); временная диаграмма тока i (б).

ходную цепь ЧУ закороченной, т. е. позволяет пренебречь влиянием выходного напряжения ΔU частотомера на ток I . Действительно, при изменении $U_{вых}$ на $\Delta U_{выхmax}$ в результате изменения частоты f от f_0 до f_m напряжение ΔU изменяется на $\Delta U_{выхmax}/k_{ур}$. Согласно (12) имеем:

$$\gamma_{нлmax1} \approx \frac{\Delta U_{выхmax}}{4k_{ур}U_{п}}. \quad (13)$$

При $U_{п} = \Delta U_{выхmax} = 10$ В, $k_{ур} = 10^4$ получаем $\gamma_{нлmax1} = 0,0025\%$. Следовательно, по линейности характеристики преобразования рассматриваемое ЧУ практически не уступает короткозамкнутому конденсаторному ЧУ и погрешность от нелинейности может быть найдена из рис. 5.

При $f = f_0$ в цепи частотомера протекает ток I_0 . Для того чтобы иметь при этом $U_{вых} = 0$, в схему введен резистор R_0 , подключенный к источнику $U_{п1}$ положительной полярности. Для выходного напряжения такой схемы

$$U_{\text{вых}} = (I_{\text{ср}} - U_{\text{пл}}/R_0) R_{0, \text{с}} k_p / (1 + k_p), \quad (14)$$

где $k_p = k_{\text{ур}} R_{\text{п}} / R_{0, \text{с}}$ — коэффициент усиления разомкнутого усилителя; $R_{\text{п}} = R_0 \| R_{0, \text{с}} \| R_{\text{вх, ур}}$ — сопротивление параллельного соединения сопротивлений R_0 , $R_{0, \text{с}}$, $R_{\text{вх, ур}}$; $R_{\text{вх, ур}}$ — входное сопротивление УР. При $k_p \gg 1$

$$U_{\text{вых}} \approx (I_{\text{ср}} - U_{\text{пл}}/R_0) R_{0, \text{с}}. \quad (15)$$

Следовательно, значение $U_{\text{вых}}$ в этом случае не зависит от неустойчивости k_p , пропорционально $I_{\text{ср}}$, а значит, в случае малого $\gamma_{\text{нлмтх}}$, и f ; необходимо, чтобы $R_0 = U_{\text{пл}}/I_0$.

В качестве УР в рассматриваемых ЧУ можно применить усилители постоянного тока с преобразованием, содержащие модулятор, усилитель переменного тока и демодулятор (усилители типа МДМ) [14], и усилители без преобразования, осуществляющие непосредственное усиление входного сигнала. Первые имеют высокую температурную стабильность, вторые являются более простыми.

Принципиальная схема ЧУ с усилителем типа МДМ приведена на рис. 7. Ключи K_1 — K_4 ЧУ выполнены на МОП-транзисторах микросхемы E_1 типа К1КТ902; модулятор M на транзисторах микросхемы E_2 того же типа. Усилитель переменного тока $Ус$ построен на основе интегрального операционного усилителя (ИОУ) A_1 и фазоинверсного каскада на транзисторе VT_3 ; в состав демодулятора входят полевые транзисторы микросхемы E_3 . Выходное напряжение $ДМ$ $U_{\text{дм}}$ усиливается усилителем постоянного тока $УПТ$, выполненным на основе ИОУ A_2 ; сглаживание пульсаций осуществляется конденсатором $C_{\text{ф1}}$. Емкость $C_{0, \text{с}}$ предназначена для улучшения качества переходного процесса ЧУ. В состав $ФУН$ входят усилитель-ограничитель $УО$, осуществляющий ограничение входного напряжения $U_{\text{вх}}$ [14], триггер D_2 со счетным входом типа К1ТК551, подключенный к выходу $УО$ с целью симметрирования полупериодов выходных напряжений $ФУН$, и выходные формирователи на транзисторах VT_1 , VT_2 типа КТ342Г. Логические элементы, входящие в состав D_1 , позволяют задержать начало положительных импульсов, отпирающих транзисторы VT_1 , VT_2 относительно моментов переключения

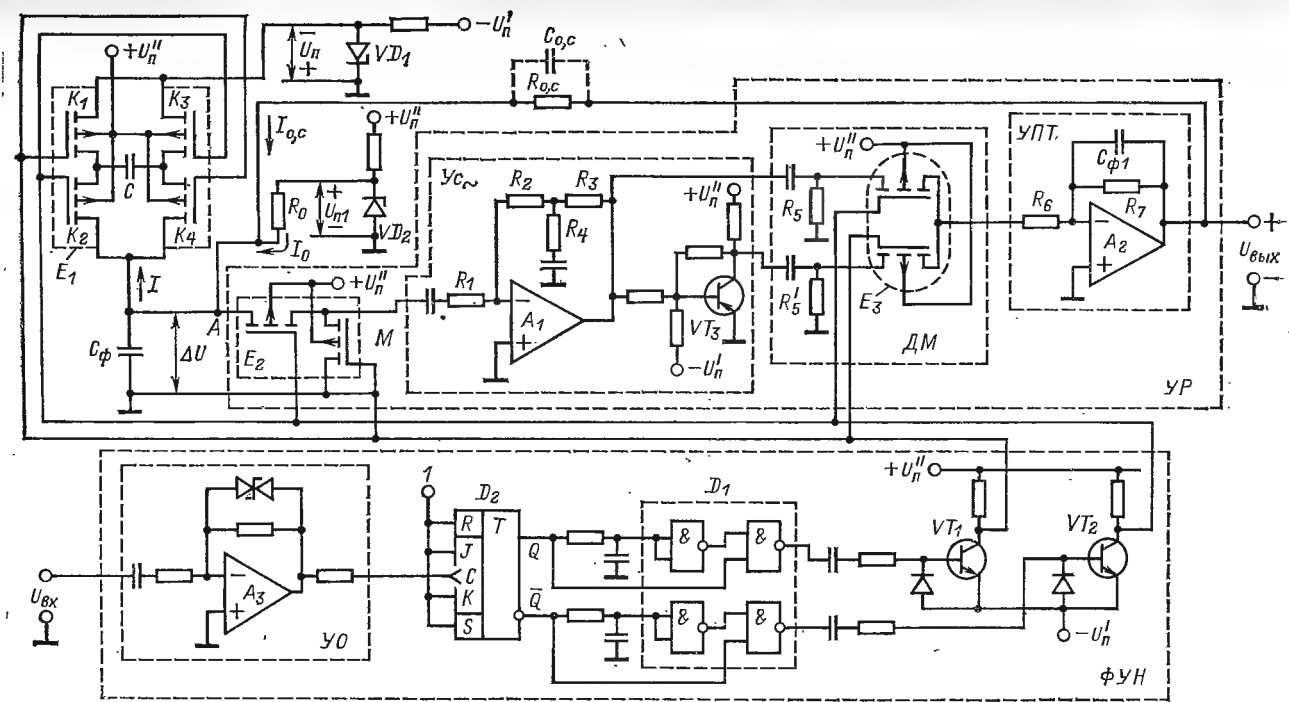


Рис. 7. Принципиальная схема ЧУ с унифицированным выходом по напряжению на основе усилителя типа МДМ.

триггера, что исключает возможность одновременного открывания всех четырех ключей K_1-K_4 . Питание схемы осуществляется от источников U'_Π и U''_Π .

Выполнение УР по схеме МДМ позволяет пренебречь аддитивной составляющей температурной погрешности, обусловленной дрейфом УР; мультипликативная составляющая γ_{MT} может быть найдена из формулы

$$\gamma_{\text{MT}} = \delta k_p / [1 + k_{p, \text{ном}} (1 + \delta k_p)], \quad (16)$$

где $k_{p, \text{ном}}$ — номинальное значение k_p ; $k_p = k_m k_{yc} k_{\text{дм}} k_{\text{упт}} \times \times R_\Pi / R_{o, c}$; k_m , k_{yc} , $k_{\text{дм}}$, $k_{\text{упт}}$ — коэффициенты передачи соответствующих блоков; $\delta k_p = \Delta k_p / k_{p, \text{ном}}$ — относительное температурное изменение k_p .

Для схемы рис. 7 $k_m \approx 0,5$; сопротивление параллельного соединения $R_\Pi = R_{o, c} \| R_0 \| R_{\text{вх, ур}}$; $R_{\text{вх, ур}} \approx 4R_1$; $k_{yc} \approx \approx R_2 R_3 / (R_1 R_4)$; $k_{\text{дм}} = R_6 / (0,5R_5 + R_6)$; $k_{\text{упт}} \approx R_7 / R_6$. Из (16) по заданному значению γ_{MT} и возможному δk_p можно найти требуемое значение $k_{p, \text{н}}$ и рассчитать параметры схемы.

Конденсатор C_Φ необходимо выбирать таким образом, чтобы дополнительная амплитуда входного напряжения усилителя, обусловленная неполным сглаживанием пульсаций, не приводила бы к его перегрузке. Полагая, что ток перезаряда конденсатора C проходит через конденсатор C_Φ , и приравнивая приращения зарядов обоих конденсаторов, для амплитуды пульсаций $U_{C_\Phi^m}$ на конденсаторе C_Φ можно получить:

$$U_{C_\Phi^m} = 2U_\Pi C / C_\Phi. \quad (17)$$

Задаваясь $U_{C_\Phi^m}$, из (17) находим требуемое значение C_Φ .

Динамические характеристики преобразователя могут быть найдены в результате исследования его передаточной функции, которая, согласно [50], имеет вид:

$$\omega(p) = k_3 \left(p^2 \frac{T_{\Phi 1} T_{\Phi 2}}{1 + k_p} + p \frac{T_{o, c} k_p + T_{\Phi 1} + T_{\Phi 2}}{1 + k_p} + 1 \right)^{-1}, \quad (18)$$

где $k_3 = \Delta U_{\text{ввх}} / (f - f_0) = 4U_\Pi C R_{o, c} k_p / (1 + k_p)$; $T_{\Phi 2} = T_\Phi + T'_\Phi$; $T_\Phi = C_\Phi R_\Pi$; $T'_\Phi = C_{o, c} R_\Pi$; $T_{\Phi 1} = C_{\Phi 1} R_7$; $T_{o, c} = = C_{o, c} R_{o, c}$.

Условием апериодического переходного процесса являются вещественные корни характеристического уравнения

$$p^2 \frac{T_{\phi 1} T_{\phi 2}}{1 + k_p} + p \frac{k_p T_{o, c} + T_{\phi 1} + T_{\phi 2}}{1 + k_p} + 1 = 0. \quad (18a)$$

Учитывая, что обычно $T_{\phi} \gg T'_{\phi}$, для получения последних необходимо выполнить неравенство

$$T_{o, c} \geq [2 \sqrt{T_{\phi} T_{\phi 1} (1 + k_p)} - (T_{\phi} + T_{\phi 1})] / k_p. \quad (18b)$$

Отрицательное значение правой части означает, что апериодический процесс получается и при нулевом значении $T_{o, c}$, т. е. необходимость во включении $C_{o, c}$ в этом случае отпадает. Уравнение переходного процесса, обусловленного скачкообразным изменением частоты f , при этом имеет вид:

$$u_{\text{вых}}(t) = k_3 [1 + (T_2 e^{-t/T_2} - T_1 e^{-t/T_1}) / (T_1 - T_2)] (f - f_0), \quad (19)$$

где

$$k_3 = 4U_{\pi} C R_{o, c} k_p / (1 + k_p);$$

$$T_{1, 2} = \frac{T_{\phi} + T_{\phi 1}}{2(1 + k_p)} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(1 + k_p) T_{\phi} T_{\phi 1}}{(T_{\phi} + T_{\phi 1})^2}} \right].$$

Оптимальный по быстродействию апериодический переходный процесс имеет место в случае кратных корней уравнения (18a). Требуемое для получения последних значение $T_{o, c}$ можно найти из (18b), перейдя от неравенства к равенству. Уравнение оптимального переходного процесса имеет вид:

$$u_{\text{вых}}(t) = k_3 (1 - e^{-t/T_1} - t e^{-t/T_1} / T_1) (f - f_0), \quad (19a)$$

где $T_{1b} = (T_{\phi} + T_{\phi 1}) / [2(1 + k_p)]$.

На рис. 8 приведена схема ЧУ, в котором усилитель рассогласования УР выполнен без преобразования на основе интегрального операционного усилителя постоянного тока А. Наряду с усилением напряжения ΔU УР осуществляет его дополнительную фильтрацию с помощью конденсатора $C_{\phi 1}$. Формирователь управляющих напряжений ФУН выполняется так же, как и в предыдущей схеме. С учетом напряжения смещения нуля $U_{см}$ и

ВХОДНЫХ ТОКОВ $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$ А в установившемся режиме

$$U_{вых} = U_{вых, п} + U_{вых, см} + U_{вых, т} \quad (20)$$

где

$$U_{вых, п} \approx (I_{ср} - I_0) R_{0, с} \approx (4U_{п} Cf - U_{ш}/R_0) R_{0, с} \quad (21)$$

— полезная составляющая $U_{вых}$, обусловленная входным сигналом; $U_{вых, см}$ и $U_{вых, т}$ — составляющие $U_{вых}$, обусловленные напряжением смещения нуля $U_{см}$ и входными токами $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$. Приведенные погрешности, обусловленные этими составляющими (при выборе $R = (R_{г1} + R_{п1}) \| R_{0, с1}$), определяются выражениями:

$$\gamma_{см} = \frac{U_{вых, см}}{U_{вых, п макс}} \approx \frac{U_{см}}{U_{вых, п макс}} \frac{R_{0, с}}{R_{п2}} \times \\ \times \left(1 + \frac{R_{г1}}{R_{п1}}\right) \left(1 + \frac{R}{R_{вх}}\right); \quad (22)$$

$$\gamma_{т} = \frac{U_{вых, т}}{U_{вых, п макс}} \approx \frac{I_p R_{0, с}}{U_{вых, п макс}} \left(1 + \frac{R_{г1}}{R_{п1}}\right), \quad (23)$$

где $I_p = I_{вх1} - I_{вх2}$ — разностный ток; $R_{п1} = R_0 \| R_{0, с}$; $R_{п2} = R_{г2} \| (R_{вх} + R) \| R_{0, с1}$; $R_{г2} = R_{г1} + R_{п1}$.

Погрешности $\gamma_{см}$ и $\gamma_{т}$ являются частью аддитивной погрешности ЧУ. Другая ее часть обусловлена нестабильностью $U_{ш}$ и R_0 .

Приведенную погрешность γ_1 , обусловленную нестабильностью параметров относительно номинальных значений, определяющих $U_{вых, п}$, можно найти по формуле

$$\gamma_1 = \delta R_{0, с} + (\delta U_{п} + \delta C) f_m / (f_m - f_0) + (\delta R_0 - \delta U_{п1}) f_0 / (f_m - f_0), \quad (24)$$

где $\delta R_{0, с}$, $\delta U_{п}$, δC , δR_0 , $\delta U_{п1}$ — относительные изменения соответствующих величин.

С помощью подстроечного резистора R'_0 можно при номинальной температуре полностью устранить составляющие $U_{вых, см}$ и $U_{вых, т}$. Для этого достаточно при начальном значении частоты $f = f_0$ установить изменением R'_0 $U_{вых} = 0$. Однако при изменении температуры напряжение смещения и входные токи изменяются, что приводит, даже при неизменном значении $U_{вых, п}$, к появлению аддитивной составляющей погрешности. Последняя может быть найдена, если в (22) и (23) вместо $U_{см}$, I_p подставить их температурные изменения $\Delta U_{см}$, ΔI_p .

Мультипликативная составляющая погрешности $\gamma_{\text{мт}}$ при неизменных $U_{\text{п}}, C, U_{\text{п1}}, R_0, R_{0,\text{с}}$ определяется нестабильностью коэффициента усиления разомкнутой системы k_p и может быть найдена по формуле (16), в которой k_p определяется выражением $k_p = R_{\text{п}} R_{0,\text{с1}} / R_{0,\text{с}} R_{\text{Г1}}$, где $R_{\text{п}} = R_{\text{п1}} \| R_{\text{Г1}}$.

Следует отметить, что в случае использования высокостабильных резисторов $R_{\text{Г1}}, R_{0,\text{с1}}$ стабильность k_p оказывается весьма высокой.

В качестве резисторов $R_0, R_{0,\text{с}}$ и конденсатора C в схемах рис. 7, 8 следует использовать термостабильные элементы, например резисторы типов ПТМН, С2-13 С2-14, конденсаторы типов ССГ, КСО-Г и др. Напряжения питания $U_{\text{п}}$ и $U_{\text{п1}}$ должны быть стабилизированы с высокой точностью, что может быть достигнуто применением параметрических стабилизаторов на основе прецизионных стабилитронов, например Д818, КС196, КС520.

Можно показать, что постоянные времени фильтров ЧУ связаны с требуемой амплитудой пульсаций $U_{\text{плmax}}$ выходного напряжения соотношением

$$T_{\text{ф}} T_{\text{ф1}} \approx U_{\text{п}} C k_{0,\text{с1}} R_{\text{п}} / 24 U_{\text{п1max}} f_0, \quad (25)$$

где $T_{\text{ф}} = C_{\text{ф}} R_{\text{п}}; T_{\text{ф1}} = C_{0,\text{с1}} R_{0,\text{с1}}; k_{0,\text{с1}} = R_{0,\text{с1}} / R_{\text{Г1}}$.

Задаваясь $U_{\text{плmax}}$, из (25) можно найти требуемое значение $T_{\text{ф}} T_{\text{ф1}}$.

От соотношения между $T_{\text{ф}}$ и $T_{\text{ф1}}$ зависит качество переходного процесса и быстродействие преобразователя, передаточная функция которого по-прежнему определяется выражением (18) при $T_{0,\text{с}} = 0$. Как показывает анализ, сходный с предыдущим, апериодический переходный процесс имеет место при выполнении одного из следующих неравенств:

$$T_{\text{ф1}} / T_{\text{ф}} \leq 1 / [2 (1 + 2k_p)]; T_{\text{ф1}} / T_{\text{ф}} \geq 2 (1 + 2k_p). \quad (26)$$

С точки зрения номиналов и габаритных размеров конденсаторов второе неравенство более предпочтительно.

Оптимальный по быстродействию апериодический переходный процесс имеет место в случае равных корней характеристического уравнения (18а), получаемых при переходе в (26) от неравенств к равенствам. Решая второе из полученных равенств совместно с (25) относи-

тельно T_Φ , находим:

$$T_\Phi = \sqrt{U_{\text{п}} C k_{0, \text{с1}} R_{\text{п}} / [48 U_{\text{пл max}} f_0 (1 + 2k_p)]};$$

$$T_{\Phi 1} = 2T_\Phi (1 + 2k_p). \quad (27)$$

Переходный процесс, получаемый в этом случае, может быть рассчитан по формуле (19а).

Следует отметить, что переход к комплексным корням характеристического уравнения (18а) позволяет несколько повысить быстродействие преобразователя. Уравнение переходного процесса для этого случая имеет вид:

$$u_{\text{вых}}(t) = k_3 [1 - e^{-\alpha t} (\cos \omega t + (\alpha/\omega) \sin \omega t)], \quad (28)$$

где

$$\alpha = (1 + a)/(2T_{\Phi 1}); \quad a = T_{\Phi 1}/T_\Phi;$$

$$\omega = \sqrt{4k_p a - (a - 1)^2}/(2T_{\Phi 1}).$$

Для перехода к комплексным корням следует увеличить T_Φ при одновременном уменьшении $T_{\Phi 1}$ относительно значений, получаемых из (27), причем произведение

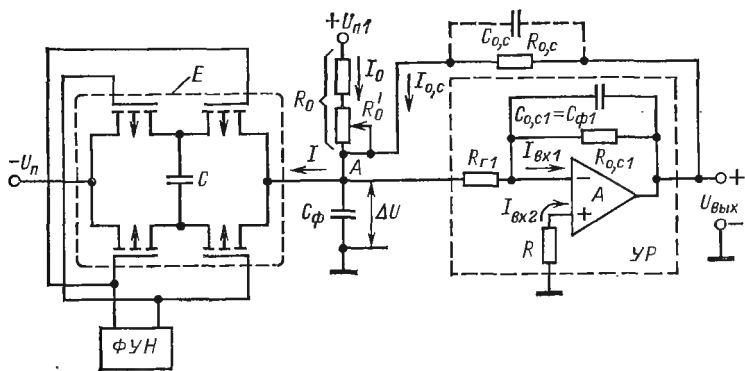


Рис. 8. Принципиальная схема ЧУ с унифицированным выходом по напряжению на основе интегрального операционного усилителя.

$T_\Phi T_{\Phi 1}$ должно остаться неизменным и равным значению, получаемому из (25). Как показывают расчеты, оптимальное значение a примерно на 20—25% меньше получаемого из (27) и равно $a = 2(1 + 2k_p)$. Увеличение быстродействия по сравнению со случаем кратных корней составляет 35—40%.

В качестве примера произведем расчет ЧУ, выполненного по схеме рис. 8, для следующих данных: $f_0=50$ Гц; $f_m=100$ Гц; $U_{\text{вых, макс}}=10$ В; $U_{\text{пл макс}}=3$ мВ; температурный диапазон $20 \pm 30^\circ\text{C}$. Выберем $C=0,03$ мкФ типа КСО-Г. Выполним источники напряжений U_{Π} и $U_{\Pi 1}$ в виде параметрических стабилизаторов на основе прецизионных стабилитронов типа КС196В, тогда $U_{\Pi} \approx U_{\Pi 1} \approx 9,6$ В. Применив в качестве ключей k_1-k_4 транзисторы микросхемы К1КТ902, можно полагать $R=300$ Ом, тогда $\tau=9$ мкс; $y_0=1100$; $y_m=550$. Погрешность от нелинейности короткозамкнутого собственно частотомерного устройства при столь высоком значении y_m пренебрежимо мала (см. рис. 5). По формуле (5) находим $I_0=0,057$ мА; $I_m=0,114$ мА; $(I_m-I_0)=0,057$ мА. Полагая $\gamma_{\text{нл макс}}=0,02\%$, из (16а) получаем $k_{y,p}=\Delta U_{\text{вых, макс}}/(4\gamma_{\text{нл макс}}U_{\Pi}) \approx k_{0,c1} \approx 1300$. Находим $R_{0,c}=U_{\text{вых, макс}}/(I_m-I_0)=175$ кОм; $R_0=U_{\Pi 1}/I_0=168$ кОм; $R_{\Pi 1}=R_{0,c} \parallel R_0=86$ кОм.

В качестве A выберем микросхему типа К1УТ531А со следующими параметрами: $k_U=4 \cdot 10^4$; $R_{\text{вх}} \geq 100$ кОм; $\Delta U_{\text{см}} \leq 35$ мкВ $\cdot ^\circ\text{C}^{-1}$; $\Delta I_p \leq 5$ нА $\cdot ^\circ\text{C}^{-1}$. Задаваясь допустимым значением токовой составляющей γ_{Tt} температурной погрешности ЧУ, из формулы (23) находим допустимое значение

$$R_{\Gamma 1} = [\gamma_{Tt} U_{\text{вых, макс}} / (\Delta I_p \Delta t R_{0,c}) - 1] R_{\Pi 1}. \quad (29)$$

Так, при $\gamma_{Tt}=0,5\%$ получаем $R_{\Gamma 1}=77$ кОм. Далее находим $R_{0,c1}=k_{y,p} R_{\Gamma 1}=100$ МОм; $R_{\Pi}=R_{\Pi 1} \parallel R_{\Gamma 1}=41$ кОм; $R=R_{\Gamma 2} \parallel R_{0,c1}=163$ кОм; $R_{\Pi 2}=R_{\Gamma 2} \parallel (R_{\text{вх}}+R) \parallel R_{0,c1}=100$ кОм; $k_p=k_{y,p} R_{\Pi} / R_{0,c}=300$.

Из формулы (22) определяем составляющую погрешности, обусловленную температурным дрейфом напряжения смещения нуля $U_{\text{см}}$:

$$\gamma_{\text{см} t} = \frac{\Delta U_{\text{см}} \Delta t}{U_{\text{вых, макс}}} \frac{R_{0,c}}{R_{\Pi 2}} \left(1 + \frac{R_{\Gamma 1}}{R_{\Pi 1}}\right) \left(1 + \frac{R}{R_{\text{вх}}}\right) = 0,09\%. \quad (30)$$

Мультипликативную составляющую погрешности, обусловленную изменением k_p , находим из (16); полагая $\delta k_p=0,1$, получаем $\gamma_{\text{мт}}=0,03\%$. Из формул (27) находим $T_{\Phi}=0,06$ с, $T_{\Phi 1}=72$ с; $C_{\Phi}=1,5$ мкФ; $C_{0,c1}=0,7$ мкФ; $T_1=(T_{\Phi}+T_{\Phi 1})/[2(1+k_p)]=0,12$ с. Уравнение переходного процесса согласно (19а) имеет вид:

$$u_{\text{вых}}(t) = 0,2 (f - 50) (1 - e^{-t/0,12} - te^{-t/0,12}/0,12).$$

Время установления выходного напряжения с погрешностью 5% составляет 0,6 с, с точностью 1% — 1,1 с. Полагая для параметров, входящих в формулу (24), в заданном температурном диапазоне $\delta C=\delta R_{0,c}=\delta R_0=0,15\%$; $\delta U_{\Pi}=\delta U_{\Pi 1}=0,15\%$ и считая отдельные составляющие общей температурной погрешности случайными величинами, распределенными по нормальному закону, для интервала γ_{Σ} , который общая погрешность не превысит с вероятностью 99,7%, получаем:

$$\gamma_{\Sigma} = \sqrt{\gamma_{Tt}^2 + \gamma_{\text{см} t}^2 + \gamma_{\text{мт}}^2 + \delta R_{0,c}^2 + (\delta U_{\Pi}^2 + \delta C^2) \frac{f_m^2}{(f_m - f_0)^2} + (\delta R_0^2 + \delta U_{\Pi 1}^2) \frac{f_0^2}{(f_m - f_0)^2}} = \pm 0,63\%.$$

Максимально возможная погрешность преобразователя составляет $\pm 1,27\%$. Полученные значения погрешностей свидетельствуют о достаточно высоких метрологических характеристиках устройства.

3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ЧАСТОТЫ В НАПРЯЖЕНИЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ СПУСКОВЫХ СХЕМ

Как уже отмечалось, частотомерные устройства могут быть выполнены на основе спусковых схем, формирующих импульсы напряжения стабильной вольт-секундной площади, постоянная составляющая которых пропорциональна частоте, выделяется с помощью фильтров постоянной составляющей (ФПС). Наиболее просто удастся выполнить устройства формирования (УФ) в подобных ЧУ, вырабатывающие импульсы прямоугольной формы. В качестве таких УФ могут быть использованы различного рода ждущие мультивибраторы.

Постоянная составляющая U_{cp} напряжения, представляющего собой последовательность однополярных импульсов прямоугольной формы с амплитудой U_n , длительностью t_n и частотой следования $f=1/T$, равна (см. рис. 13,б)

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} U_n dt = U_n t_n f, \quad (31)$$

т. е. прямо пропорциональна f , а также U_n и t_n .

Нестабильность выходных импульсов УФ по длительности и амплитуде приводит к появлению погрешности преобразования. Причинами нестабильности могут быть изменения температуры и частоты. Первая, не влияя на линейность характеристики преобразования, вызывает ее смещение. Вторая, обусловленная незавершенностью процесса восстановления, приводит к появлению погрешности от нелинейности. Ее уменьшения можно добиться применением специальных схем УФ с малым временем восстановления, а также правильным выбором длительности импульса и паузы.

ФПС, входящий в состав такого ЧУ, должен иметь линейную характеристику преобразования, для получения которой необходимо выполнить определенные условия.

Устройства формирования, применяемые в ЧУ, можно разделить на трансформаторные, в которых формирование импульсов осуществляется специальным трансформатором, резистивно-конденсаторные и с эталонным генератором. Первые обладают сравнительно низкой температурной стабильностью, определяемой параметрами магнитопровода трансформатора [51]. Значительно большую стабильность имеют УФ второго типа, выполняемые на основе резистивно-конденсаторных спусковых схем. Простейшая схема такого УФ на транзисторах приведена на рис. 9. Схема представляет собой ждущий мультивибратор с коллекторно-базовыми связями, запускаемый импульсами U_3 , получаемыми с выхода усилителя-ограничителя входного напряжения УО, выполненного так же, как в схеме рис. 7. В исходном (устойчивом) состоянии транзистор VT_1 заперт, а VT_2 насыщен базовым током, протекающим через времязадающий резистор R . Напряжение на обкладках времязадающего конденсатора C

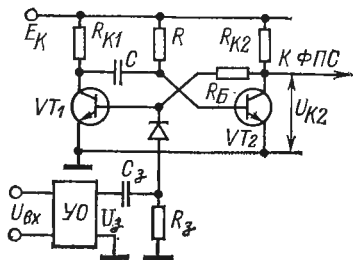


Рис. 9. Принципиальная схема УФ на основе транзисторного ждущего мультивибратора.

$$U_{C0} = E_K - I_{K01} R_{K1} - U_{B2}, \quad (32)$$

где I_{K01} — обратный ток коллекторного перехода VT_1 ; U_{B2} — напряжение на базе насыщенного транзистора VT_2 .

Положительный запускающий импульс U_3 переводит схему в неустойчивое состояние, в котором VT_1 насыщен, VT_2 заперт, а конденсатор C перезаряжается. Напряжение на конденсаторе, если пренебречь малым остаточным напряжением насыщенного транзистора VT_1 , изменяется по закону

$$u_C(t) = u_C(\infty) - [u_C(\infty) - u_{C0}] e^{-t/\tau}, \quad (33)$$

где $\tau = RC$; $u_C(\infty) = -(E_K + I_{B02} R)$; I_{B02} — обратный ток базы VT_2 .

Когда напряжение $u_C(t)$ достигает значения $-U_{отп2}$, транзистор VT_2 отпирается и начинается процесс перехода схемы в исходное состояние. Полагая, что пере-

ключение схемы происходит, как только $u_c(t)$ достигает значения — $U_{отп2}$, для длительности t_n выходного импульса из (32) и (33) получаем:

$$t_n = \tau \ln \frac{2E_K + I_{B02}R - I_{K01}R_{K1} - U_{B2}}{E_K + I_{B02}R - U_{отп2}}. \quad (34)$$

Значение t_n зависит от постоянной времени τ , а также от напряжения питания E_K и ряда нестабильных параметров транзисторов: I_{K01} , I_{B02} , $U_{отп2}$, U_{B2} . Полагая $\tau = \text{const}$, находя результирующее изменение t_n , обусловленное одновременным изменением указанных параметров, как полный дифференциал t_n и переходя к конечным приращениям, для относительной нестабильности получаем:

$$\delta t_n = \Delta t_n / t_n = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4, \quad (35)$$

где

$$\delta_1 = (1,44\Delta U_{отп2} - 0,72\Delta U_{B2})/E_K; \quad \delta_2 = -0,72R\Delta I_{B02}/E_K;$$

$$\delta_3 = -0,71R_{K1}\Delta I_{K01}/E_K;$$

$$\delta_4 = \delta E_K (I_{B02}R + I_{K01}R_{K1} - 2U_{отп2} + U_{B2})/E_K;$$

$$\delta E_K = \Delta E_K / E_K.$$

Задаваясь δ_1 , можно найти минимально допустимое значение E_K ; δ_2 и δ_3 позволяют определить максимально допустимые значения R и R_{K1} , и, наконец, по δ_4 можно найти допустимое изменение δE_K напряжения питания E_K и определить требуемый коэффициент стабилизации. Если напряжение питания E_K задано, то δ_1 позволяет найти погрешность, обусловленную нестабильностью $U_{отп2}$ и U_{B2} . Транзисторы VT_1 , VT_2 должны обладать малыми обратными токами и большими допустимыми напряжениями эмиттер — база ($U_{БЭ \text{ доп}} \geq E_K$; $U_{КБ \text{ доп}} \geq 2E_K$); этим требованиям удовлетворяют транзисторы типов 2Т203, 2Т201 и др.

Нормальная работа схемы может быть обеспечена, только если к моменту поступления очередного запускающего импульса процесс восстановления схемы успел с заданной степенью точности закончиться и напряжение на конденсаторе достигло значения, определяемого формулой (32). Заряд конденсатора происходит с по-

стоянной времени $\tau_3 = (R_{K1} + R_{BX2})C$, где R_{BX2} — входное сопротивление VT_2 . Время t_B , отводимое на восстановление схемы, не должно быть менее $(7-8) \tau_3$; следовательно, максимально возможная длительность импульсов ограничивается сверху значением $t_{imax} = T_{min} - t_B$.

Полученные формулы позволяют осуществить практический расчет схемы, который мы рассмотрим на следующем примере.

Необходимо рассчитать схему ждущего мультивибратора для частотомерного устройства со следующими данными: $f_0 = 500$ Гц; $f_m = 1000$ Гц; температурный диапазон $20 \pm 40^\circ\text{C}$; $\delta t_i \leq 1,5\%$.

Примем $\delta_1 = 0,6\%$; $\delta_2 = 0,75\%$; $\delta_3 = 0,1\%$; $\delta_4 = 0,05\%$. Полагая для маломощных кремниевых транзисторов $\Delta U_{отп} = -2$ мВ $\cdot^\circ\text{C}^{-1}$. $\Delta U_{B2} = -1,5$ мВ $\cdot^\circ\text{C}^{-1}$, из формулы для δ_1 находим $E_K = 12$ В; Следовательно, транзисторы должны удовлетворять условию $U_{БЭ доп} \geq 12$ В; $U_{БК доп} \geq 24$ В. Выберем транзисторы КТ203Б, у которых $U_{БЭ доп} = 15$ В; $U_{БК доп} = 30$ В; $I_{K0 max} = 1$ мкА; $I_{B0 max} = 2$ мкА; $\Delta I_{K0} = 1$ мкА; $\Delta I_{B0} = 2$ мкА; коэффициент усиления по току $\beta = 30-100$. Из формул для δ_2 и δ_3 находим $R \leq 62,5$ кОм; $R_{K1} \leq 16,5$ кОм. Примем $R = 50$ кОм; $R_{K1} = 10$ кОм, что уменьшит δ_2 до $0,6\%$, а δ_3 до $0,06\%$. Допустимую нестабильность напряжения питания δE_K находим из формулы для δ_4 , полагая $U_{отп2} = 0,5$ В; $U_{B2} = 0,7$ В; $\delta E_K = 6,3\%$. Построение стабилизатора с такой нестабильностью выходного напряжения не вызывает трудностей.

Емкость C найдем из формулы $t_H + t_B = T_{min}$, полагая $t_H \approx 0,7RC$; $R_{BX2} = 1$ кОм; $t_B = 8\tau_3$; следовательно, $C = 8100$ пФ, при этом $t_H = 0,28$ мс. Расчет остальных элементов схемы не вызывает затруднений. Можно принять $R_{K2} = 5$ кОм; $R_B = 30$ кОм.

Амплитуда выходных импульсов, подаваемых на вход ФПС, равна $U_{K2} \approx E_K R_B / (R_B + R_{K2}) = 10,3$ В.

Преимуществом рассмотренного УФ является его простота; недостатками — малая допустимая длительность выходных импульсов, обусловленная необходимостью обеспечить восстановление схемы, связанное с этим уменьшение выходного напряжения, а также существенная температурная погрешность.

Для устранения первого недостатка могут быть использованы специально разработанные для частотомерных устройств спусковые схемы с малым временем восстановления [14]. С целью уменьшения температурной погрешности их целесообразно выполнить с использованием интегральных операционных усилителей и логических микросхем.

На рис. 10 приведено УФ с малым временем восстановления. Схема состоит из времязадающей RC -цепи, ключевого транзистора VT_1 , компаратора на интегральном операционном усилителе A_1 , RS -триггера на логической микросхеме D , резистивного делителя на резисторах R_1 , R_2 и усилителя-ограничителя A_2 .

В исходном состоянии триггер находится в положении $\bar{Q}$, транзистор VT_1 насыщен и напряжение U_{C0} на

конденсаторе близко к нулю. На втором (неинвертирующем) входе A_1 действует положительное напряжение $U_{оп} = E_K R_2 / (R_1 + R_2) = a E_K$, вследствие чего выходное напряжение A_1 U_5 также положительно. Выходные импульсы A_2 , выполненного так же, как и в схеме рис. 7, поступают через резистор R_4 на один из входов элемента D_2 и через цепь $R_3 C_1$ на входы элемента D_1 , работающего как инвертор. Напряжение U_2 на выходе D_1 изме-

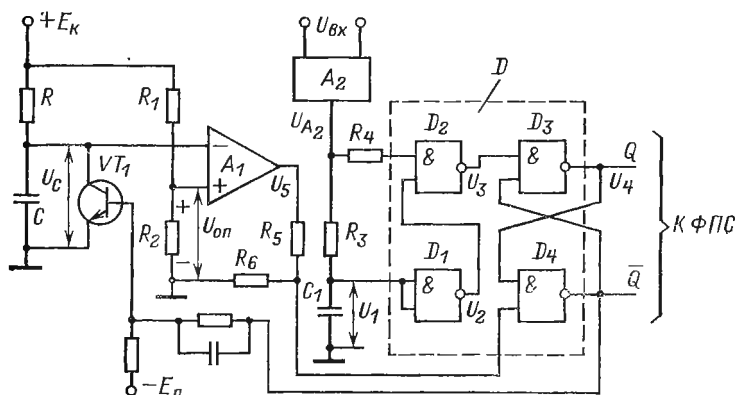


Рис. 10. Принципиальная схема УФ на основе интегрального операционного усилителя.

няется, когда напряжение U_1 становится равным напряжению срабатывания $U_{ср}$ схемы. Наличие конденсатора C_1 приводит к тому, что изменение напряжения U_2 происходит позже соответствующих изменений U_{A_2} . Вследствие этого в начале положительного полупериода U_{A_2} напряжение $U_2 > 0$, а $U_3 \approx 0$, что приводит к переключению триггера в положение Q и запиранию транзистора VT_1 . Конденсатор C начинает заряжаться и напряжение U_C растет. Когда U_C достигает значения $U_{оп}$, напряжение U_5 меняет полярность и через резистор R_5 переключает триггер в исходное состояние. Транзистор VT_1 открывается, и конденсатор быстро разряжается через него. Отрицательный перепад U_{A_2} не изменяет состояния схемы.

Длительность $t_{и}$ выходных импульсов триггера, таким образом, определяется временем заряда конденсатора C от начального напряжения U_{C0} , равного падению

напряжения на насыщенном транзисторе $\dot{V}T_1$ $U_{\text{нас1}}$, до напряжения $U_{\text{оп}}$. Поскольку в процессе заряда инвертирующий вход A_1 заперт, через него протекает обратный ток I_0 , влияющий на процесс заряда. Кроме того, на процесс заряда конденсатора оказывает влияние обратный ток коллекторного перехода I_{K01} транзистора VT_1 . Считая эти токи в процессе заряда неизменными, для напряжения $u_C(t)$ на конденсаторе во время заряда имеем:

$$u_C(t) = [E_K - (I_0 + I_{K01})R] - (E_K - I_0R - U_{\text{нас1}})e^{-t/\tau}.$$

Полагая $u_C(t) = U_{\text{оп}} + U_{\text{ср}} = aE_K + U_{\text{ср}}$, где $U_{\text{ср}}$ — напряжение между входами A_1 , при котором происходит переключение триггера, получаем:

$$t_n = \tau \ln \frac{E_K - (I_0 + I_{K01})R - U_{\text{нас1}}}{E_K(1-a) - I_0R - U_{\text{ср}}}. \quad (36)$$

Относительная нестабильность t_n , обусловленная изменением I_0 , I_{K01} , $U_{\text{нас1}}$, $U_{\text{ср}}$ и E_K , может быть найдена таким же образом, как и в предыдущем случае, и определяется выражением

$$\delta t_n = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3, \quad (37)$$

где

$$\delta_1 = [\Delta U_{\text{нас1}} - \Delta U_{\text{ср}}/(1-a)]/E_K \ln(1-a); \quad (37a)$$

$$\delta_2 = -aR(\Delta I_0 + \Delta I_{K01})/[E_K(1-a) \ln(1-a)]; \quad (37b)$$

$$\delta_3 = -\frac{\delta E_K}{\ln(1-a)} \frac{U_{\text{нас1}}(1-a) - U_{\text{ср}} - aR(I_0 + I_{K01})}{E_K(1-a)}; \quad (37b)$$

$\delta E_K = \Delta E_K / E_K$ — относительная нестабильность напряжения E_K .

Напряжение E_K удобно выбрать равным напряжению питания A_1 . Поскольку в момент запуска $U_C \approx 0$, напряжение $U_{\text{оп}}$ не должно превышать максимально допустимого для A_1 дифференциального сигнала, причем с целью уменьшения погрешности, обусловленной нестабильностью входного тока A_1 , делитель R_1 , R_2 следует выбирать возможно более низкоомным.

Максимально допустимое значение R может быть найдено из (37b) по заданному значению δ_2 . Емкость C определяется из (36), причем t_n выбирается близким к T_{min} , например $t_n = 0,9T_{\text{min}}$.

Пусть, например, применен A_1 типа К1УТ531А с напряжениями питания ± 15 В. Примем $E_K = 15$ В; $U_{OH} = 5$ В; тогда $a = 0,333$. Напряжение $U_{ср}$ приближенно можно принять равным напряжению смещения нуля $U_{см}$ A_1 ; для A_1 типа К1УТ531А $U_{ср} \approx U_{см} \leq 5$ мВ; $\Delta U_{см} \leq 35$ мкВ $^{\circ}\text{C}^{-1}$. При малом токе через транзистор напряжение $U_{нас1}$ можно считать равным остаточному напряжению насыщенного транзистора; для транзистора типа КТ373А $U_{нас1} \approx 10$ мВ. В температурном диапазоне $20 \pm 40^{\circ}\text{C}$ можно считать $I_0 = \Delta I_0 = 40$ нА; $I_{K01} = \Delta I_{K01} = 40$ нА; $\Delta U_{нас1} = 1,2$ мВ; тогда, полагая $\delta E_K = 0,05$, из (37а) — (37в) получаем $\delta_1 = 0,015\%$; $R \leq 75$ кОм при $\delta_2 = 0,05\%$; $\delta_3 < 0,001\%$. Максимальная результирующая погрешность схемы не превышает 0,1%. Значительно большая температурная погрешность имеет место вследствие нестабильности R и S .

Рассмотренная схема УФ достаточно проста, имеет высокую температурную стабильность и позволяет получить длительность $t_{и}$ импульсов, близкую к T_{min} , что увеличивает выходное напряжение частотомерного устройства. Малое время восстановления схемы, обусловленное быстрым разрядом времязадающего конденсатора через открытый транзистор VT_1 , позволяет получить неизменные по длительности импульсы при изменении частоты f в широких пределах и, следовательно, высокую линейность характеристики преобразования.

Недостатком рассмотренных схем УФ является зависимость $t_{и}$ от параметров времязадающей цепи. Существенное повышение стабильности ЧУ может быть достигнуто стабилизацией длительности импульсов УФ с помощью кварцевого генератора (КГ).

Функциональная схема такого УФ приведена на рис. 11,а [17]. Напряжение $U_{вх}$ ограничивается УО и входным формирователем ВФ преобразуется в прямоугольные импульсы $U_{вф}$ длительностью $t_{вф} = 1,5 \div 2$ периода КГ (рис. 11,б, в). Напряжение $U_{кг}$ имеет прямоугольную форму. Импульсы $U_{вф}$ подаются на один из входов J JK-триггера D ; на два других входа I , один из входов K , а также на установочные входы S и R подан единичный потенциал $+U_{п}$. Импульсы $U_{кг}$ поступают на счетный вход триггера. В исходном состоянии выходной сигнал D , подаваемый также на второй вход K , равен нулю и в отсутствие импульсов $U_{вф}$ напряжение $U_{кг}$ не изменяет состояние триггера.

Импульс $U_{вф}$ открывает вход J , благодаря чему первый же после этого импульс $U_{кг}$ своим спадом переключает D в положение Q . Это вызывает срабатывание ждущего мультивибратора ЖМ, выходное напряжение которого, равное нулю во время импульса, подается на тре-

тий вход K триггера. В результате, один из сигналов, подаваемых на входы K , по-прежнему равен нулю и импульсы $U_{\text{кг}}$, появившиеся до окончания импульса $U_{\text{вф}}$, не изменяют единичного состояния D . После окончания импульса $U_{\text{вф}}$ сигналы на входах J и K равны нулю и триггер остается в единичном состоянии. Длительность импульса $ЖМ$

$$t_{\text{жм}} \approx T_{\text{кг}} (N - 0,5), \quad (38)$$

где N — количество периодов $T_{\text{кг}}$ КГ, образующих требуемую длительность $t_{\text{и}}$ импульсов УФ.

После окончания импульса $ЖМ$ на третий вход K также подается единичный потенциал, что открывает схему совпадения, образованную тремя входами K триггера, и первый же после этого импульс $U_{\text{кг}}$ своим спадом переключает D в исходное состояние.

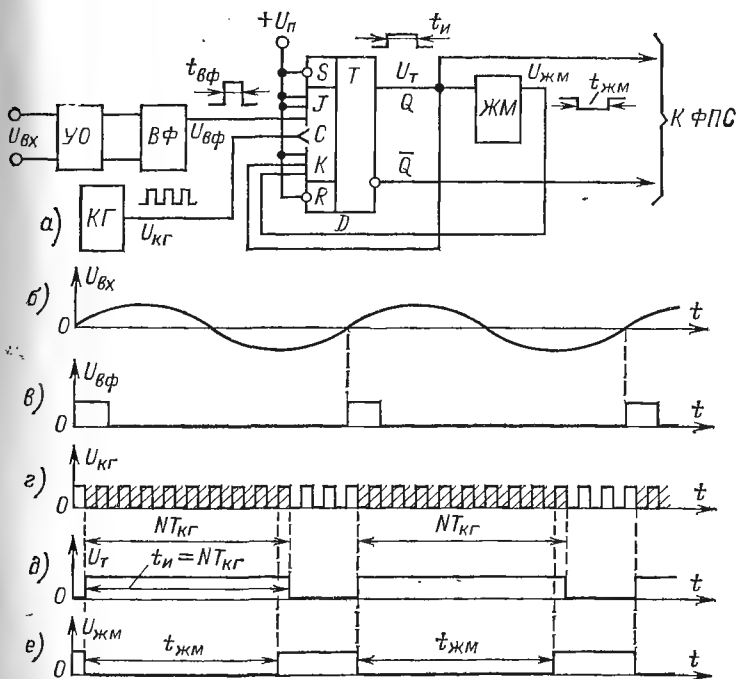


Рис. 11. Функциональная схема УФ с кварцевым генератором и ждущим мультивибратором (а); временные диаграммы напряжений в различных точках схемы (б) — (е).

Следовательно, длительность выходных импульсов УФ (на рис. 11,2 заштриховано), подаваемых на фильтр постоянной составляющей (ФПС), $t_{и} = NT_{кг}$ (рис. 11,2, ∂), т. е. $t_{и}$ определяется только периодом КГ, температурная стабильность которого весьма высока. Изменение $t_{и}$ в температурном диапазоне $\pm 60^\circ\text{C}$ не превышает 0,01%. При столь высокой стабильности $t_{и}$ погрешность ЧУ в основном определяется нестабильностью ФПС. К ста-

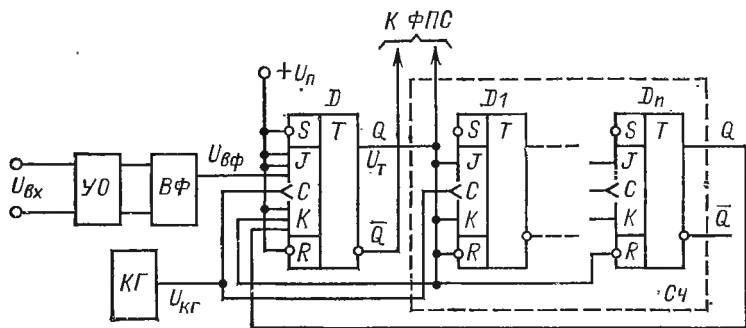


Рис. 12. Функциональная схема УФ с кварцевым генератором и счетчиком.

бильности ЖМ при этом высоких требований не предъявляется: изменение $t_{\text{ЖМ}}$ не должно превышать, как видно из рис. 11, $0,4T_{\text{ит}}$; при этом допустимая относительная нестабильность $t_{\text{ЖМ}}$ согласно (38) равна $\delta t_{\text{ЖМ}} = 0,4/(N-0,5)$. При $N=20$ $\delta t_{\text{ЖМ}} = 2\%$. Такая стабильность в температурном диапазоне $20 \pm 40^\circ\text{C}$ без труда может быть получена в схемах рис. 9, 10.

Вследствие несинхронности частот напряжений $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{КГ}}$ возможны случаи, когда выходные импульсы триггера, не меняя своей длительности, скачком меняют свое положение внутри периода $U_{\text{ВХ}}$ на один период $T_{\text{КГ}}$. Поскольку всегда в течение одного периода $U_{\text{ВХ}}$ вырабатывается только один импульс $U_{\text{Т}}$ неизменной длительности, постоянную составляющую выходных импульсов эти скачки положения не меняют, однако появляется низкочастотная составляющая, имеющая частоту скачков. Это приводит к возникновению низкочастотных пульсаций, амплитуда которых возрастает с увеличением скачка. Для уменьшения скачка следует увеличивать N , что повышает требования к ЖМ. Так, при $N=200$

$\delta t_{\text{жм}} = 0,2\%$. Поэтому представляется целесообразным при большом требуемом N заменить ЖМ счетчиком.

Схема такого УФ приведена на рис. 12. Триггер D переключается в единичное положение, как и в предыдущем случае, спадом первого же импульса КГ, появившегося во время действия импульса $U_{\text{вф}}$; при этом открывается второй вход K триггера D и входы J и K первого триггера D_1 двоичного счетчика C_4 , на счетный вход которого поступают выходные импульсы КГ. Триггер D_n старшего разряда C_4 находится в нулевом положении и блокирует третий вход K триггера D . Счетчик начинает подсчитывать импульсы КГ, причем переключение C_4 осуществляется их спадами. Когда в C_4 поступят $N-1=2^n-1$ импульсов КГ, где n — число разрядов C_4 , триггер D_n устанавливается в единичное положение, открывая

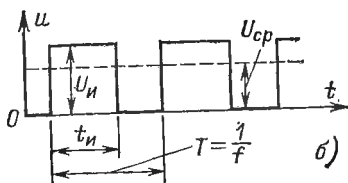
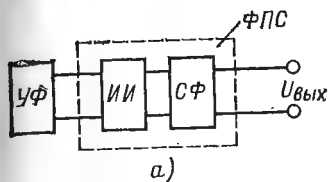


Рис. 13. Структурная схема ЧУ со спусковой схемой (а); диаграмма напряжения $u(t)$ (б).

соответствующий вход K триггера D . Следующий импульс КГ своим спадом переключает D в исходное состояние; одновременно выходным сигналом D устанавливаются в нулевое положение триггер D_n , а также те из триггеров C_4 , которые после поступления последнего импульса оказываются в единичном положении (в случае двоичного счетчика — это триггер D_1). Таким образом, как и в предыдущем случае, ФУ вырабатывает импульс длительностью $t_{\text{и}} = NT_{\text{КГ}}$.

Схему можно выполнить таким образом, чтобы переключение D в исходное положение осуществлялось при любом числе N в C_4 ; для этого достаточно после переключения D в исходное состояние установить в C_4 не нулевое, а некоторое начальное число $N_{\text{нач}}$, а именно: $N_{\text{нач}} = 2^n - 1 + 1 - N$. Счетчик C_4 в схеме может быть построен как на отдельных триггерах, так и на основе многоразрядных счетчиков в микросхемном исполнении, например на декадных счетчиках типа К1ИЕ551.

Фильтры постоянной составляющей (ФПС), входящие в состав ЧУ на основе спусковых схем (рис. 13, а), должны выделить постоянную составляющую напряжения (тока), представляющего собой последовательность однополярных импульсов прямоугольной формы с неизменной длительностью $t_{\text{и}}$ и амплитудой $U_{\text{и}}$ (рис. 13, б). Как видно из (31), напряжение $U_{\text{ср}}$ пропорционально частоте f следования импульсов. Однако построение та-

ких ФПС связано с определенными особенностями, без учета которых не могут быть получены удовлетворительные результаты.

ФПС состоит (рис. 13,а) из источника осредняемых импульсов, который в дальнейшем будем называть источником импульсов (ИИ), и сглаживающего фильтра (СФ), осуществляющего подавление высших гармоник и выделение напряжения, пропорционального постоянной составляющей $U_{ср}$ выходного напряжения ИИ. Детальное исследование ФПС с пассивными сглаживающими фильтрами, проведенное в [33], позволяет сделать следующие выводы:

1. Зависимость $U_{вых} = \varphi(U_{ср})$ (рис. 13,а), где $U_{ср}$ определяется выражением (31), оказывается линейной, если внутреннее сопротивление ИИ во время прохождения импульса (R') и во время паузы (R'') остается неизменным, т. е. $R' = R''$.

2. Поскольку точное выполнение этого требования затруднительно, ИИ следует строить таким образом, чтобы выполнялось условие $R', R'' \ll R_{\Phi}$, где R_{Φ} — сопротивление первого резистора сглаживающего RC-фильтра. В [33] рассмотрен ряд схем транзисторных ИИ, удовлетворяющих этому требованию и позволяющих получить высоколинейную характеристику преобразования ФПС.

На рис. 14 приведена схема одного из таких ИИ, нагруженная на однозвенный сглаживающий RC-фильтр (R_{Φ}, C_{Φ}). Управляющий транзистор VT работает в режиме эмиттерного повторителя. Во время прохождения импульса $E_K > U_{вх} > U_{и}$ и насыщен транзистор VT₁, причем его базовый ток протекает через источник $U_{и}$; во время паузы $U_{вх} \approx 0$ и током, протекающим через резистор $R_{Б2}$,

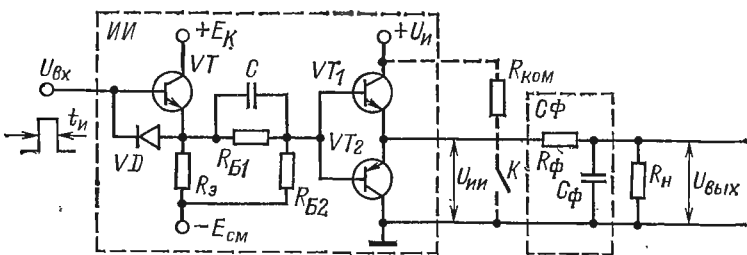


Рис. 14. Принципиальная схема ФПС напряжения.

насыщается транзистор VT_2 . Высокая линейность характеристики преобразования схемы обусловлена тем, что R' равно весьма малому сопротивлению насыщенного транзистора VT_1 , а R'' — такому же малому сопротивлению насыщенного транзистора VT_2 .

Применение активных СФ позволяет во многих случаях избавиться от электролитических конденсаторов, вследствие уменьшения требуемой емкости, либо использовать эти конденсаторы в режиме, когда их ток утечки оказывается пренебрежимо малым. Такой СФ был использован при построении частотомерного устройства, рассмотренного в § 2 (рис. 6—8). Его преимуществом является возможность получения унифицированного выхода по напряжению. Приведем расчетные соотношения для ФПС с таким СФ (рис. 15).

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ СФ определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \left(\frac{U_{\text{и}} t_{\text{и}} f}{R_{\Gamma}} - \frac{U_{\text{п1}}}{R_0} \right) R_{0, \text{с}} \frac{k_p}{1 + k_p} \approx \\ \approx \left(\frac{U_{\text{и}} t_{\text{и}} f}{R_{\Gamma}} - \frac{U_{\text{п1}}}{R_0} \right) R_{0, \text{с}}, \quad (39)$$

где

$$k_p = R_{\text{п}} R_{0, \text{с1}} / (R_{0, \text{с}} R_{\Gamma1}). \quad (40)$$

R_{Γ} выбирается значительно превышающим внутреннее сопротивление замкнутых ключей ИИ; R_0 рассчитывается таким образом, чтобы получить при $f=f_0$ $U_{\text{вых}}=0$, т. е. из соотношения

$$R_0 = U_{\text{п1}} R_{\Gamma} / (U_{\text{и}} t_{\text{и}} f_0). \quad (41)$$

Сопротивление $R_{0, \text{с}}$ определяется по заданному максимальному выходному напряжению СФ из формулы

$$R_{0, \text{с}} = U_{\text{вых max}} / (U_{\text{и}} t_{\text{и}} f_{\text{м}} / R_{\Gamma} - U_{\text{п1}} / R_0). \quad (42)$$

Сопротивление $R_{\Gamma1}$ рассчитывается по формуле (29), в которой $R_{\text{п1}} = R_{\Gamma} \parallel R_{0, \text{с}} \parallel R_0$. Задаваясь допустимым значением мультипликативной погрешности $\gamma_{\text{мт}}$, из формулы (16) находим требуемое значение k_p , после чего из (40) $R_{0, \text{с1}}$. Сопротивление R находим из формулы $R = (R_{\Gamma1} + R_{\text{п1}}) \parallel R_{0, \text{с1}}$.

Амплитуда пульсаций на выходе СФ $U_{\text{пmax}}$ определяется приближенным выражением

$$U_{\text{пmax}} \approx \frac{2U_{\text{и}}k_3(1+k_p)}{\pi\omega_0^2 T_{\Phi} T_{\Phi 1}} \sin(\pi t_{\text{и}} f_0), \quad (43)$$

где

$$\omega_0 = 2\pi f_0; \quad k_3 = R_{0,c}/R_{\Gamma}; \quad T_{\Phi} = C_{\Phi} R_{\Pi}; \quad T_{\Phi 1} = C_{0,c1} R_{0,c1};$$

$$R_{\Pi} = R_{\Gamma} \| R_{0,c} \| R_0 \| R_{\Gamma 1}.$$

Из (43) по заданному значению $U_{\text{пmax}}$ находим требуемое произведение $T_{\Phi} T_{\Phi 1}$. Оптимальный по быстродействию аperiodический переходный процесс имеет место при $T_{\Phi 1} = 2(1+2k_p)T_{\Phi}$. Подставляя это значение $T_{\Phi 1}$ в (43), получаем:

$$T_{\Phi} = \sqrt{[U_{\text{и}}k_3 \sin(\pi t_{\text{и}} f_0)] / (2\pi U_{\text{пmax}})} / \omega_0, \quad (44)$$

после чего определяем C_{Φ} , $T_{\Phi 1} \approx 4k_p T_{\Phi}$ и $C_{0,c1} = T_{\Phi 1} / R_{0,c1}$.

При таком выборе T_{Φ} и $T_{\Phi 1}$ переходный процесс может быть рассчитан по формуле (19а).

Составляющую температурной погрешности $\gamma_{\text{смт}}$, обусловленную изменением $U_{\text{см}}$ А, находим по формуле (30) в которой $R_{\Pi} = R_{\Gamma} \| R_0 \| R_{0,c}$.

Рассмотренные в [33] ИИ выполнены на биполярных транзисторах и обеспечивают весьма высокую линейность (погрешность от нелинейности не превышает 0,07%) даже при сравнительно низкоомной нагрузке ФПС. Недостатком таких ИИ является протекание значительных импульсных токов через источник питания ИИ, что в случае маломощных источников нежелательно. Избавиться от этих токов можно переходом в схеме ИИ от биполярных к полевым транзисторам с изолиро-

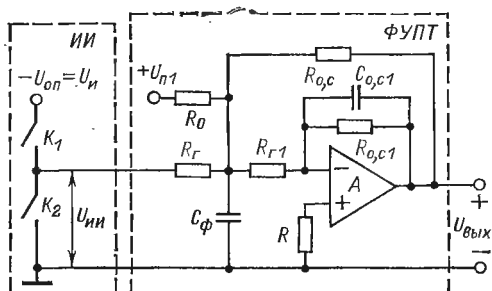


Рис. 15. ФПС с фильтрующим усилителем постоянного тока.

ванным затвором. В качестве последних можно применить транзисторы, входящие в состав аналоговых коммутаторов К1КТ901, К1КТ902 и др. При этом, однако, следует учитывать, что внутреннее сопротивление такого замкнутого ключа значительно выше, чем в случае биполярных транзисторов. Кроме того, они требуют управляющих сигналов значительной амплитуды (15—20 В) [34]. Все выводы, полученные для ФПС в [33], справедливы и в этом случае.

4. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ В НАПРЯЖЕНИЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА (ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МГНОВЕННОГО ЗНАЧЕНИЯ)

При измерении низких частот вращения, испытаниях электродвигателей в динамических режимах быстродействие рассмотренных выше преобразователей среднего значения частоты, работающих по принципу осреднения импульсных сигналов, оказывается недостаточно высоким. В таких случаях целесообразно перейти от измерения частоты к измерению периода. Поскольку, однако, длительность периода обратно пропорциональна частоте вращения, возникает необходимость в выполнении дополнительной операции деления.

Информация о длительности периода может быть получена как в аналоговой, так и в цифровой форме. В первом случае обычно используются аналоговые делительные устройства, во втором — цифровые и цифро-аналоговые. Наряду с требуемой точностью делительные устройства должны обладать высоким быстродействием, необходимым при измерении мгновенного значения частоты вращения.

На рис. 16 приведена схема быстродействующего аналогового преобразователя частоты в напряжение. Входное напряжение поступает на формирователь управляющих напряжений $\Phi УН$, включающий в себя усилитель-ограничитель, подключенный к его выходу триггер со счетным входом и схемы управления ключами. На выходе триггера образуются симметричные прямоугольные импульсы напряжения, длительность которых равна периоду T напряжения $U_{вх}$. В течение большей части каждого периода $U_{вх}$ ключ K_1 разомкнут и происходит интегрирование неизменного напряжения $U_{оп}$ интегра-

тором, выполненным на основе интегрального операционного усилителя A_1 . К концу периода напряжение на выходе интегратора $U_{\text{вых1}} \approx TU_{\text{оп}}/R_{\text{и}}C_{\text{и}}$. Сразу же после окончания периода в схеме ФУН вырабатывается управляющий импульс, вызывающий замыкание на короткое время ключа K_2 . Это приводит к тому, что усилители A_2 ,

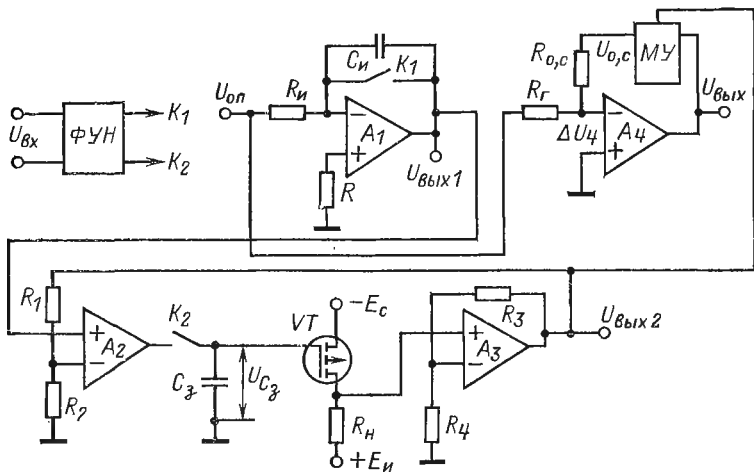


Рис. 16. Быстродействующее ЧУ аналогового типа.

A_3 , истоковый повторитель на МОП-транзисторе VT и запоминающий конденсатор C_3 образуют замкнутую систему с последовательной отрицательной обратной связью, выходное напряжение которой $U_{\text{вых}2} \approx U_{\text{вых}1} \times \times (1 + R_1/R_2) \approx TU_{\text{оп}}(1 + R_1/R_2)/R_{\text{и}}C_{\text{и}}$. Этому значению $U_{\text{вых}2}$ соответствует определенное напряжение U_{C_3} на конденсаторе C_3 .

Поскольку после размыкания ключа K_2 напряжение U_{C_3} остается неизменным, не меняется также и напряжение $U_{\text{вых2}}$ вплоть до нового замыкания K_2 . После размыкания K_2 происходит замыкание на короткое время K_1 и разряд интегрирующего конденсатора $C_{\text{и}}$, после чего ключ K_1 вновь размыкается и процесс повторяется. Таким образом, напряжение $U_{\text{вых2}}$, пропорциональное периоду T , устанавливается за время, не превышающее длительности двух периодов входного сигнала.

Напряжение $U_{\text{вых2}}$ подается на делительное устройство, состоящее из усилителя A_4 , в цепи обратной связи которого включено множительное устройство MU , осуществляющее перемножение напряжения $U_{\text{вых2}}$ и выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ преобразователя. Выходное напряжение MU

$$U_{o,c} = k_{\text{му}} U_{\text{вых2}} U_{\text{вых}} = k_{\text{му}} U_{\text{оп}} T U_{\text{вых}} (1 + R_1/R_2)/R_n C_n.$$

При большом коэффициенте усиления A_4 можно полагать, что $\Delta U_4 \approx 0$ и $U_{\text{оп}}/R_n = U_{o,c}/R_{o,c}$, отсюда $U_{\text{вых}} = R_{o,c} R_n C_n f / [R_n k_{\text{му}} (1 + R_1/R_2)]$. Следовательно, напряжение $U_{\text{вых}}$ пропорционально частоте f и не зависит от $U_{\text{оп}}$.

В качестве MU могут быть использованы интегральные микросхемы типа 1МА401 и др.

Преимуществом рассмотренной схемы является сравнительная простота, недостатком — невысокая точность, обусловленная относительно низкой точностью множительного устройства, интегратора и запоминающего устройства. Погрешность схемы достигает 1,5—2%. Применение более совершенных MU позволит эту погрешность соответственно уменьшить.

В аналоговых преобразователях мгновенного значения могут быть также использованы время-импульсные [8] и частотно-импульсные делительные устройства.

В цифровых и цифро-аналоговых преобразователях информация о длительности периода обычно получается в цифровой форме, в результате подсчета счетчиком импульсов стабильного высокочастотного генератора за время, равное длительности периода. В таких преобразователях операция деления может осуществляться как в цифровой, так и в аналоговой форме.

Известен ряд цифровых делительных устройств, осуществляющих операцию деления по различным упрощенным алгоритмам, позволяющим то обстоятельство, что всегда выполняются равенства $fT=1$ и $f=1/T$. Более простыми являются цифро-аналоговые делительные устройства, рассматриваемые ниже.

На рис. 17 приведена схема одного из таких устройств [18], выполненного на основе усилителя постоянного тока с параллельной отрицательной обратной связью. Результирующая проводимость $G_{o,c}$ цепи обратной связи устанавливается ключами $K_1—K_n$, управляемыми триггерным регистром R_2 , пропорциональной коду, зафиксированному в регистре. Код этот передается в регистр из счетчика C_4 , где он образуется в результате подсчета импульсов высокочастотного генератора $ГВЧ$ за время, равное длительности периода входного сигнала. Счетчик управляется входящим в состав $ФУН$ триггером, на счетный вход которого подаются выходные импульсы

усилителя-ограничителя. При большом коэффициенте усиления усилителя A можно считать $\Delta U \approx 0$; в этом случае, полагая $g_{o,c} = k_1 T$, получаем:

$$U_{огг} = U_{вых} g_{o,c} = U_{вых} k_1 T; \quad U_{вых} = kf,$$

где $k = U_{огг} / k_1$.

При соответствующем построении схемы цифровое преобразование периода $U_{вх}$ заканчивается к концу каждого периода; поэтому полное время преобразования превышает длительность периода на значение, равное длительности переходного процесса усилителя.

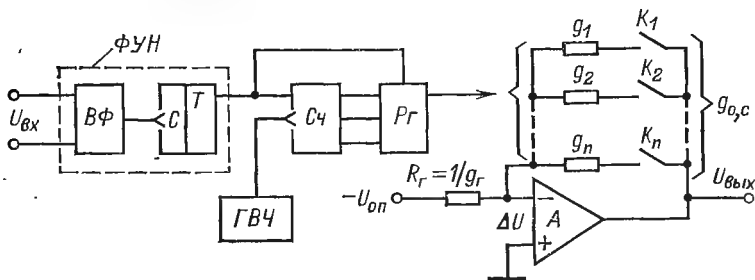


Рис. 17. Быстродействующее цифро-аналоговое ЧУ с набором резисторов.

В случае применения усилителя без преобразования оно оказывается пренебрежимо малым.

Недостатками схемы являются влияние на $g_{o,c}$, а следовательно и $U_{вых}$, нестабильного внутреннего сопротивления ключей, большое количество номиналов проводимостей, а также то обстоятельство, что общая точка ключей не может быть заземлена. Эти недостатки можно устранить, заменив управляемую проводимость в цепи обратной связи преобразователем кода в напряжении (ПКН), построенным на резисторах только двух номиналов ($R, 2R$), позволяющим получить высокую точность в случае применения бесконтактных транзисторных ключей.

Функциональная схема преобразователя с таким делительным устройством приведена на рис. 18. ПКН выполнен на основе звездообразного резистивного делителя с номиналами $R, 2R$, причем напряжением питания ПКН является выходное напряжение $U_{вых}$ усилителя. При большом коэффициенте усиления последнего можно полагать $\Delta U \approx 0$; в этом случае справедливо равенство

$$I_r = U_{оп} / R_r = I_{o,c}. \quad (45)$$

Ток обратной связи $I_{o,c} = E_{пкн} / R_{вых}$, где $E_{пкн} = k_1 N U_{вых}$ — выходное напряжение ПКН на холостом ходу; $N = k_2 T$ — код, установленный в регистре R_2 , задаваемый, как и в предыдущей схеме, от счетчика, не пока-

занного на рисунке; $R_{\text{вых}}=R$ — выходное сопротивление ПКН; k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности. Подставляя значение $I_{0,c}$ в (45), получаем:

$$U_{\text{вых}} = kf, \quad (45a)$$

где $k = U_{\text{оп}} R / k_1 k_2 R_r$.

Следовательно, выходное напряжение преобразователя прямо пропорционально частоте f .

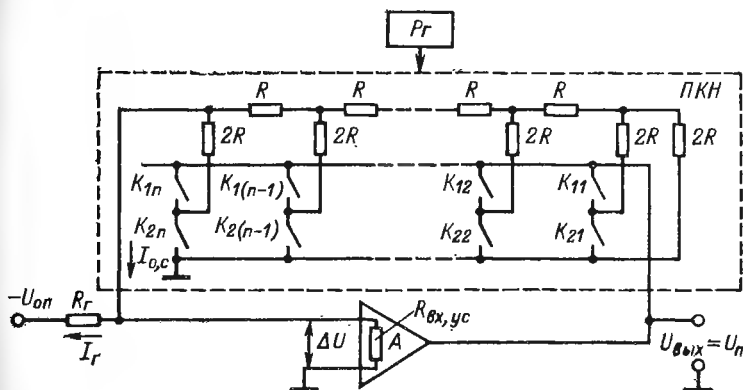


Рис. 18. Быстродействующее цифро-аналоговое ЧУ на основе ПКН.

С учетом конечного коэффициента усиления усилителя напряжение $U_{\text{вых}}$ определяется формулой

$$U_{\text{вых}} = kf k_p / (1 + k_p) = U_{\text{оп}} R_{\Pi} k_u x / [(R_r (1 + x))], \quad (46)$$

где $R_{\Pi} = R_r \parallel R \parallel R_{\text{вх. ус}}$; $x = 1/k_p = fR / k_1 k_2 k_u R_{\Pi}$; k_p — коэффициент усиления разомкнутой системы; k_u — коэффициент усиления усилителя.

Как видно из (46), напряжение $U_{\text{вых}}$ нелинейно зависит от f , причем эта нелинейность тем меньше, чем больше k_u . Максимальная приведенная погрешность от нелинейности $\gamma_{\text{нл max}}$ имеет место при $f = 0,5(f_m + f_0)$ и равна ($m = f_m / f_0$)

$$\begin{aligned} U_{\text{нл max}} &= \frac{\Delta_{\text{нл max}}}{U_{\text{вых max}} - U_0} = \frac{f_0 (m - 1) R}{4 k_1 k_2 k_u R_{\Pi}} = \\ &= \frac{(m - 1) R}{4 k_1 k_2 T_0 k_u R_{\Pi}}. \end{aligned} \quad (47)$$

Задаваясь величиной $\gamma_{\text{пл} \max}$, можно определить требуемое значение k_u . Так, при $f_0=50$ Гц; $m=5$; $R=30$ кОм; $R_{\text{п}}=10$ кОм; $k_1 k_2 T_0 = (E_{\text{пкн}}/U_{\text{вых}})_{\max} = 1$; $\gamma_{\text{нл} \max} = 10^{-3}$ получаем $k_u = 3000$. Такое значение k_u обеспечивается у всех современных операционных усилителей.

Испытания преобразователя, построенного по описанной схеме, дали следующие результаты; $f=1 \div 10$ Гц; $U_{\text{вых}}=1 \div 10$ В; $\gamma_{\text{нл} \max} \leq 0,1\%$; время установления выходного напряжения с точностью $0,5\%$ после передачи в регистр нового числа не превышает 10 мкс.

5. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МЕХАНИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ

Определение механической мощности N электродвигателей производится по известным крутящему моменту M_K и частоте вращения n по формуле

$$N = k M_K n. \quad (48)$$

Следовательно, для построения преобразователя мощности необходимо вычислить произведение $M_K n$. Поскольку в процессе испытаний двигателей эти параметры преобразуются в напряжения постоянного тока, одним из возможных решений является использование аналогового множительного устройства. Наиболее просто такое устройство выполнить на основе интегральной микросхемы типа 1МА401. Погрешность выполнения операции умножения с помощью этой микросхемы составляет примерно 1% [10].

Большую точность позволяют получить множительные устройства время-импульсного и частотно-импульсного типа. Принцип их действия иллюстрируется рис. 13,б. Как видно из рисунка, постоянная составляющая $U_{\text{ср}}$ напряжения, представляющего собой последовательность импульсов прямоугольной формы с амплитудой $U_{\text{и}}$, длительностью $t_{\text{и}}$ и частотой следования $f = 1/T$ определяется выражением

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u dt = U_{\text{и}} t_{\text{и}} f.$$

Входные напряжения множительного устройства для вычисления механической мощности могут быть преобразованы в любые два из этих параметров; тогда третье

поддерживается неизменным. Например, в случае время-импульсного множительного устройства одно из входных напряжений преобразуется в пропорциональную ему длительность прямоугольных импульсов, которым с помощью нормирующего устройства придается амплитуда, равная второму напряжению. Таким образом, для построения такого вычислительного устройства необходимо иметь время-импульсный преобразователь напряжения и нормирующее устройство с фильтром постоянной составляющей.

В качестве нормирующих устройств могут быть использованы источники импульсов, у которых амплитуда импульсов равна питающему напряжению (рис. 14). Время-импульсные преобразователи постоянного напряжения строятся по различным принципам [9].

Поскольку один из сомножителей формулы (48) — частота вращения n — преобразуется в пропорциональную частоту f , более простым решением оказывается применение частотно-импульсного вычислительного устройства. Так как импульсы стабильной длительности, следующие с частотой f , все равно вырабатываются в схеме преобразователя частоты вращения, преобразователь механической мощности должен включать в себя нормирующее устройство, придающее импульсам стабильной длительности амплитуду, равную выходному напряжению преобразователя момента, и фильтр постоянной составляющей, подключенный к его выходу. Схема такого преобразователя приведена на рис. 15, причем $U_n = k_1 M_k$. Фильтр постоянной составляющей построен на основе фильтрующего усилителя постоянного тока, подробно рассмотренного в § 2, 3.

Недостатком схемы рис. 15 является протекание тока, управляющего работой ключей K_1, K_2 , через источник напряжения U_n , т. е. через выходную цепь преобразователя момента. Применение в качестве ключей полевых транзисторов с изолированным затвором, не имеющих управляющих токов, устраняет этот недостаток, однако нестабильность значительного внутреннего сопротивления таких ключей может вызвать существенную погрешность преобразования. Для уменьшения этой погрешности следует увеличивать сопротивление R_r .

Преобразователь мощности можно построить не только путем осреднения импульсов напряжения прямоугольной формы. Как было показано в § 2, среднее значение

Выходного тока конденсаторного частотомерного устройства пропорционально напряжению его питания и частоте входных управляющих импульсов. Если подавать входные импульсы от преобразователя частоты вращения в частоту $f_1 = k_1 n$ и питать частотомер выходным напряжением преобразователя момента ($U_{\Pi} = k_3 M_K$), выходной ток частотомера оказывается пропорциональным механической мощности.

Для выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ схемы, приведенной на рис. 19, аналогично (5) при $x \ll 1$ получаем:

$$U_{\text{вых}} = 4C\{U_{\Pi} R_{0,c} = 4Ck_1 k_3 R_{0,c} n M_K = kN.$$

Все основные выводы и расчетные соотношения, полученные для этой схемы в § 2, справедливы и в данном случае.

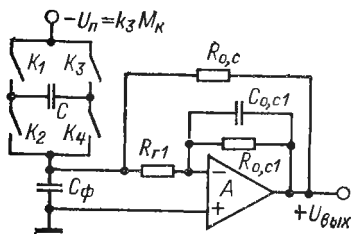


Рис. 19. Преобразователь механической мощности на основе ЧУ с конденсаторным частотомером.

В рассмотренных схемах, благодаря наличию фильтрующих устройств, осуществляется преобразование средней мощности. Быстродействующий преобразователь мгновенного значения мощности может быть получен на основе цифро-аналогового преобразователя частоты в напряжение, рассмотренного в § 4 (рис. 18).

Заменяя в этом преобразователе напряжение $U_{\text{от}}$ выходным напряжением $k_3 M_K$ преобразователя момента, полагая $k_p \gg 1$, из (45a) получаем ($f = k_4 n$):

$$U_{\text{вых}} = [Rk_3 k_4 / (R_1 k_1 k_2)] M_K n = kN.$$

Все выводы в отношении линейности характеристики преобразования и быстродействия преобразователя остаются справедливыми и в данном случае.

Рассмотренные схемы преобразователей механической мощности легко сочетаются с имеющимися обычно в составе измерительной аппаратуры, используемой при испытаниях электродвигателей, преобразователями числа оборотов и крутящего момента и позволяют осуществить преобразование одновременно с преобразованием этих параметров. Они далеко не исчерпывают возможных методов преобразования механической мощности, некоторые из которых рассмотрены в [24].

ИЗМЕРЕНИЕ СКОЛЬЖЕНИЯ И ОТНОСИТЕЛЬНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

6. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СКОЛЬЖЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Под скольжением s понимается отношение

$$s = (n_0 - n)/n_0, \quad (49)$$

где n_0 — частота вращения поля (синхронная), n — действительная частота вращения двигателя.

Один из распространенных способов определения скольжения состоит в непосредственном выделении и последующем измерении частоты $n_p = n_0 - n$. Частоту n_p имеет, например, ток ротора, ЭДС индукционной катушки, помещенной в область действия потоков рассеяния, создаваемых токами ротора [11], а также выходное напряжение специальных датчиков [12]. Однако конструктивно подобные преобразователи скольжения сложны, иногда существенно нагружают испытуемый двигатель, некоторые из них не позволяют осуществить измерение как очень больших, так и малых скольжений. Кроме того, в таких скользиметрах трудно получить токовый выходной сигнал, они требуют дополнительных вычислений, когда частоту сети f_c нельзя считать неизменной, и часто не позволяют автоматизировать процесс измерения. Подобные же недостатки имеют и стробоскопические скользиметры [11].

Наиболее простыми в конструктивном отношении являются скользиметры, использующие для определения скольжения выходной сигнал датчика частоты вращения. Поскольку при испытаниях электродвигателей частоту вращения, как правило, измерять необходимо, дополнительно конструкцию испытательной установки такие скользиметры не усложняют и дополнительную нагрузку на испытуемый двигатель не создают. Именно такие скользиметры и будут рассматриваться в данной главе.

Поскольку, однако, скольжение при скоростях, близких к номинальной, обычно не превосходит нескольких процентов, определение его посредством измерения чис-

ла оборотов n и последующего вычисления s по формуле (49) приводит к необходимости нахождения малой разности двух больших величин, что сопряжено со значительными погрешностями. Оценим их количественно.

Пусть число оборотов n преобразуется частотным датчиком скорости (§ 1) в пропорциональную частоту f ($f = k_{n2}n$). Частота f и частота f_c питающей сети, которой пропорциональна n_0 ($f_c = k_{n1}n_0$) (где k_{n1} и k_{n2} — коэффициенты пропорциональности), преобразуются с помощью частотомерных устройств (ЧУ), рассмотренных в предыдущей главе, в напряжение постоянного тока. При $k_{n1} = k_{n2} = k_n$ разностная частота $f_p = f_c - f = k_n(n - n_0)$. Допустим, что номинальные характеристики преобразования обоих ЧУ имеют вид $U_{\text{ВЫХ1НОМ}} = k_{1\text{НОМ}}f_c$; $U_{\text{ВЫХ2НОМ}} = k_{2\text{НОМ}}f$, где $k_{1\text{НОМ}}$ и $k_{2\text{НОМ}}$ — номинальные коэффициенты преобразования обоих ЧУ. Номинальное разностное напряжение $U_{p,\text{НОМ}} = U_{\text{ВЫХ1НОМ}} - U_{\text{ВЫХ2НОМ}} = k_{1\text{НОМ}}f_c - k_{2\text{НОМ}}f$ при $k_{1\text{НОМ}} = k_{2\text{НОМ}} = k_{\text{НОМ}}$ $U_{p,\text{НОМ}} = k_{\text{НОМ}}(f_c - f)$.

Вследствие изменения окружающих условий, например температуры, происходит изменение характеристик преобразования ЧУ, выражающееся в их смещении и изменении крутизны. При неизменных значениях n_0 и n выходные напряжения ЧУ изменятся и станут равными $U_{\text{ВЫХ1}} = k_1f_c + U_{\text{см1}}$; $U_{\text{ВЫХ2}} = k_2f + U_{\text{см2}}$, где $U_{\text{см1}}$ и $U_{\text{см2}}$ — смещения характеристик преобразования; k_1 , k_2 — новые коэффициенты преобразования трактов.

Полагая $k_1 = k_{\text{НОМ}}(1 + \delta k_1)$, $k_2 = k_{\text{НОМ}}(1 + \delta k_2)$, $\delta k_1 = \Delta k_1/k_{\text{НОМ}}$, $\delta k_2 = \Delta k_2/k_{\text{НОМ}}$ (Δk_1 и Δk_2 — абсолютные изменения коэффициентов передачи), для разностного напряжения U_p получаем:

$$U_p = k_{\text{НОМ}}(f_c - f) + k_{\text{НОМ}}(\delta k_1 f_c - \delta k_2 f) + U_{\text{см1}} - U_{\text{см2}}.$$

Приведенная погрешность

$$\gamma = \frac{U_p - U_{p,\text{НОМ}}}{U_{p,\text{НОМ max}}} = \frac{k_{\text{НОМ}}(\delta k_1 f_c - \delta k_2 f) + U_{\text{см1}} - U_{\text{см2}}}{k_{\text{НОМ}}(f_c - f)_{\text{max}}}. \quad (50)$$

Заменяя в (50) $f = f_c - (f_c - f)$ и учитывая (49), получаем:

$$\gamma = [\delta k_1 - \delta k_2(1 - s)]/s_{\text{max}} + (\delta U_{\text{см1}} - \delta U_{\text{см2}})/s_{\text{max}}, \quad (50a)$$

где

$$\delta U_{\text{см1}} = U_{\text{см1}}/U_{\text{ВЫХ1НОМ max}}; \quad \delta U_{\text{см2}} = U_{\text{см2}}/U_{\text{ВЫХ1НОМ max}}.$$

Максимально возможная приведенная погрешность, имеющая место при $s=0$, $\delta k_1 = -\delta k_2 = \delta k_{max}$, $\delta U_{cm1} = -\delta U_{cm2} = \delta U_{cmmax}$, равна

$$\gamma_{max} = 2(\delta k_{max} + \delta U_{cmmax})/s_{max}. \quad (51)$$

Пусть $\delta k_{max} = \delta U_{cmmax} = 0,1\%$; $s_{max} = 0,03$, тогда

$\gamma_{max} = 13,3\%$. Таким образом, даже в случае использования весьма точных ЧУ погрешность измерения разностной частоты недопустимо велика.

Полагая, что δk_1 , δk_2 , δU_{cm1} , δU_{cm2} являются центрированными случайными величинами, распределенными по нормальному закону, причем значения δk_{max} и δU_{cmmax} соответствуют трем средним квадратическим отклонениям соответствующих величин, для погрешности $\gamma_{вер}$, также соответствующей трем средним квадратическим отклонениям γ , т. е. вероятности 99,7%, получаем:

$$\gamma_{вер} = \sqrt{2(\delta k_{max})^2 + 2(\delta U_{cmmax})^2}/s_{max} = 6,6\%. \quad (52)$$

Такая погрешность также обычно недопустима.

Как видно из (50а), погрешность существенно уменьшается в случае $\delta k_1 = \delta k_2 = \delta k$ и $\delta U_{cm1} = \delta U_{cm2}$, т. е. когда оба ЧУ являются совершенно идентичными и вносят одни и те же погрешности; в этом случае

$$\gamma = s\delta k/s_{max}, \quad (53)$$

т. е. $\gamma \leq \delta k$.

Следовательно, частотомерные устройства в обоих каналах такого скользящего должны быть возможно более идентичными.

Использование идентичных измерительных преобразователей частоты не является единственным способом определения скольжения по информации, получаемой от частотного датчика скорости. Другой способ заключается в выделении и последующем измерении разностной частоты, получаемой в результате сопоставления частот питающей сети и выходного напряжения датчика скорости.

Высокочастотные и быстродействующие преобразователи скольжения могут быть построены на основе аналоговых и цифро-аналоговых устройств, осуществляющих измерение и сопоставление периодов выходного напряжения датчика скорости и питающей сети. Чисто цифровые устройства такого типа можно осуществить на осно-

ве микропроцессоров, сопрягаемых для получения токового выхода с преобразователями код — напряжение. Особую группу скользиметров составляют устройства, содержащие умножители частоты выходных импульсов датчика скорости.

Все перечисленные выше преобразователи, за исключением чисто цифровых, рассматриваются в настоящей главе.

Частным случаем преобразователей скольжения являются преобразователи относительной неустойчивости частоты вращения, рассматриваемые в § 12. Их особенностью, существенно упрощающей схемные решения, является неизменная базовая скорость, относительно которой определяется неустойчивость.

7. ИЗМЕРЕНИЕ СКОЛЬЖЕНИЯ ПУТЕМ ВЫДЕЛЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

Как отмечалось выше, наиболее удобно при измерении частоты вращения электродвигателей осуществить промежуточное преобразование ее в частоту следования импульсов. Датчики, необходимые для такого преобразования, например фотоэлектрические (§ 1), достаточно просты, практически не нагружают испытуемый двигатель, не вносят дополнительной погрешности и позволяют получить выходную частоту, в десятки и сотни раз превышающую частоту вращения двигателя. Поскольку скорость двигателя при испытаниях, как правило, измерять необходимо, целесообразно датчиком скорости воспользоваться и для измерения скольжения. В этом случае

$$s = (f_c - f) / f_c = f_p / f_c = (T - T_c) / T, \quad (54)$$

где $f = k_d n$, k_d — коэффициент пропорциональности, определяемый конструкцией датчика.

Таким образом, s может быть получена путем определения разности f_p двух частот с последующим делением f_p на одну из них. Поскольку частоту f необходимо сравнивать с частотой сети f_c , коэффициент k_d должен выбираться таким, чтобы при синхронной частоте вращения n_0 $f = f_c$, $k_d = f_c / n_0$. Если частота f_d выбранного датчика при синхронной частоте вращения $f_{д,с}$ превышает это значение, она может быть уменьшена с помощью

делителя частоты. Если $f_{д,с} < f_c$, необходимо осуществить деление частоты f_c .

Для выделения разностной частоты f_p наиболее удобно использовать устройства, построенные на основе логических схем [13, 19—21]. Одна из простейших схем, реализованная на дискретных элементах, рассмотрена в [19]. На рис. 20,а подобная схема выполнена на основе D -триггера [21], на входы D и C которого поступают симметричные прямоугольные импульсы (типа меандр) U_f и U_{fc} , имеющие частоты f и f_c ($f_c > f$). На временной диаграмме рис. 20,б совмещены для наглядности на одном графике напряжения U_f и U_{fc} , причем напряже-

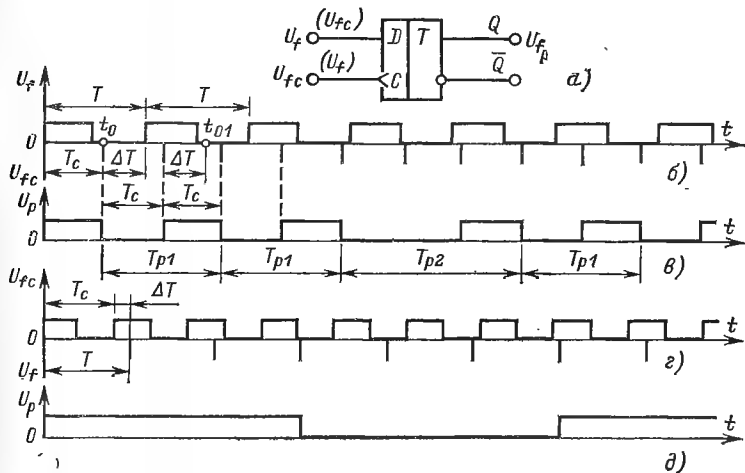


Рис. 20. Схема выделения разностной частоты на основе D -триггера (а); временные диаграммы работы схемы (б) — (г).

ние U_{fc} условно показано в виде коротких отрицательных импульсов, соответствующих моменту изменения сигнала на входе C от 0 до 1. В этот момент D -триггер переключается в положение, соответствующее уровню напряжения на входе D . Выходное напряжение U_p D -триггера показано на диаграмме рис. 20,в. Можно показать, что средняя частота $f_{p,ср}$ напряжения U_p в точности равна разностной частоте $f_p = f_c - f$ [19].

Пусть, например, в начальный момент t_0 между напряжениями U_f и U_{fc} существует определенное фазовое соотношение (рис. 20,б), причем $T - T_c = \Delta T$. Пусть этот момент соответствует переключению триггера, т. е. началу периода U_p . Новый период U_{fc} начнется на

ΔT раньше по отношению к моменту t_{01} , соответствующему первоначальному фазовому соотношению. Следующий импульс U_{fc} начнется еще на ΔT раньше и т. д. Через n периодов U_{fc} первоначальное фазовое соотношение повторяется и начинается новый период U_p , причем $T/\Delta T = n$. Следовательно,

$$T_p = nT_c = TT_c / (T - T_c) = (f_c - f)^{-1}; \quad f_p = \frac{1}{T_p} = f_c - f. \quad (55)$$

В общем случае T не делится без остатка на ΔT , т. е.

$$T/\Delta T = n + \delta, \quad (56)$$

где $0 \leq \delta \leq 1$.

Вследствие этого новый период T , в зависимости от начального фазового соотношения может начаться как через n , так и через $n+1$ периодов T_c (на рис. 20, δ периоды T_{p1} и T_{p2} , соответственно, причем $T/\Delta T = 2,36$, $n=2$, $\delta=0,36$). Чем больше δ , тем большее количество периодов T_p будет равно $(n+1)T_c$. В пределе при $\delta=1$ все периоды $T_p = (n+1)T_c$.

Рассматривая период T_p как дискретную случайную величину, принимающую только два возможных значения nT_c и $(n+1)T_c$, можно утверждать, что вероятность события, заключающегося в том, что данный период $T_p = (n+1)T_c$, равна δ . Тогда вероятность противоположного события равна $1-\delta$.

Ряд распределения случайной величины T_p имеет вид [22]:

$$\left. \begin{aligned} T_{p1} &= nT_c; & P_1 &= 1 - \delta; \\ T_{p2} &= (n+1)T_c; & P_2 &= \delta. \end{aligned} \right\} \quad (57)$$

Среднее значение T_p при большом числе периодов равно математическому ожиданию этой случайной величины:

$$T_{p, \text{ср}} = M[T_p] = \sum_{i=1}^N T_{pi} P_i = nT_c (1 - \delta) + (n+1)T_c \delta = T_c (n + \delta). \quad (58)$$

Учитывая (55) и (56), получаем:

$$T_{p, \text{ср}} = T_c T / \Delta T = (f_c - f)^{-1}; \quad f_{p, \text{ср}} = 1/T_{p, \text{ср}} = f_c - f. \quad (59)$$

Таким образом, в общем случае среднее за большое число периодов значение $f_p = f_{p, \text{ср}}$ равно разностной частоте, причем не все периоды T_p имеют одинаковую длительность — длинные периоды T_{p2} превышают короткие T_{p1} на T_c . Относительная неодинаковость периодов T_{p1} и T_{p2} , согласно (54), равна $T_c/T_{p, \text{ср}} = s$. Найдем максимально возможную разностную частоту $f_{p \max}$, которую можно выделить с помощью рассмотренной схемы. Если $f_c = f$, триггер не переключается. При $f < f_c$ он начинает переключаться, причем f_p по мере уменьшения f возрастает. Величина $f_{p \max}$ не может превышать $0,5f_c$, поскольку переключения триггера происходят именно импульсами U_{fc} , причем в этом случае первым из импульсов U_{fc} триггер переключается в одно из положений, а следующим возвращается в исходное. Следовательно,

$$f_{p \max} = f_c - f_{\min} = 0,5f_c, \quad (60)$$

откуда $f_{\min} = 0,5f_c$, и $f_{\max} = 0,5 = 50\%$.

До сих пор мы полагали, что напряжение U_{fc} подается на вход C , а U_f — на вход D . Однако схема будет нормально работать и в том случае, если входы поменять местами (на рис. 20,а такое включение показано в скобках). Изменяется лишь максимальная частота f_p , которая и теперь имеет место при $f = f_{min}$, причем в этом случае триггер переключается каждым импульсом U_f (рис. 20,г, д). Следовательно,

$$f_{p\max} = f_c - f_{min} = 0,5f_{min} \quad (61)$$

откуда $f_{min} = 2f_c/3$, $s_{max} = 33,3\%$.

Таким образом, больший диапазон измеряемых скольжений получается в первом случае, при подаче на вход C напряжения U_{fc} .

Частота f_p может быть измерена частотомерным устройством того или иного типа, после чего необходимо, в соответствии с (54), осуществить деление на f_c . Необходимость производить дополнительные вычисления сильно усложняет устройство в случае его полной автоматизации и позволяет рекомендовать способ только при неавтоматическом измерении скольжения либо в случае достаточно стабильной частоты f_c .

8. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СКОЛЬЖЕНИЯ, ПОСТРОЕННЫЕ НА ОСНОВЕ ИДЕНТИЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Как отмечалось в § 6, погрешность устройств, в которых осуществляется раздельное измерение частот f и f_c , существенно уменьшается, если оба частотомерных устройства выполнить идентичными, обладающими одинаковыми погрешностями ($\delta k_1 = \delta k_2 = \delta k$; $\delta U_{c1} = \delta U_{c2} = \delta U_c$). Погрешность определения разностной частоты в этом случае определяется формулой (53). Нетрудно видеть, что приведенная погрешность измерения скольжения в случае отсутствия погрешности у делительного устройства

$$\gamma_s = \frac{U_{\text{вых } s} - U_{\text{вых, ном } s}}{U_{\text{вых, ном } s_{\max}}} = - \frac{s}{s_{\max}} \frac{\delta U_c}{1 + \delta k + \delta U_c} \approx \approx - \frac{s}{s_{\max}} \delta U_c, \quad (62)$$

где $U_{\text{вых, ном } s}$ и $U_{\text{вых } s}$ — выходные напряжения скользящего метра при номинальных и изменившихся условиях; $U_{\text{вых, ном } s_{\max}}$ — максимальное выходное напряжение скользящего метра при номинальных условиях. Максимальная приведенная погрешность $\gamma_{s_{\max}}$ имеет место при $s = s_{\max}$:

$$\gamma_{s_{\max}} = - \delta U_c / (1 + \delta k + \delta U_c) \approx - \delta U_c. \quad (63)$$

Структурная схема скользяметра, работающего по такому принципу, приведена на рис. 21. Частотомерные устройства, состоящие из формирователей прямоугольных импульсов стабильной длительности $\Phi ИСД_1$ и $\Phi ИСД_2$ и фильтров постоянной составляющей $\Phi ПС_1$ и $\Phi ПС_2$ (см. § 33), включающих в себя источники импульсов $ИИ_1$ и $ИИ_2$ и сглаживающие фильтры $СФ_1$ и $СФ_2$, вырабатывают постоянные напряжения $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$, пропорциональные f_c и f . Эти напряжения подаются на устройство выделения разности напряжений $УВРН$; разностное напряжение U_p в качестве делимого поступает на делительное устройство $ДУ$; роль делителя выполняет напряжение $U_{вых1}$.

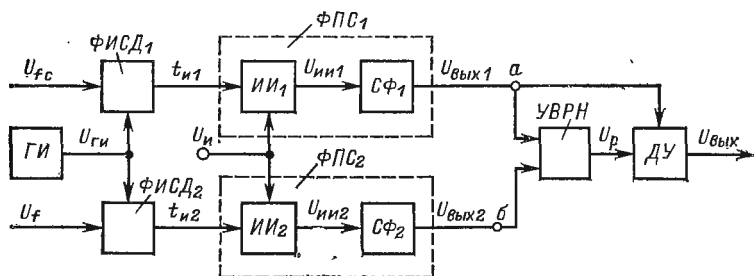


Рис. 21. Структурная схема скользяметра на основе идентичных ЧУ.

Поскольку $ИИ_1$ и $ИИ_2$ питаются одним и тем же напряжением U_n , амплитуды выходных импульсов одинаковы с точностью до падений напряжения на ключах, входящих в их состав. Применение в $СФ_1$ и $СФ_2$ неэлектролитических конденсаторов уменьшает погрешность, обусловленную токами утечки конденсаторов, до пренебрежимо малого значения. Таким образом, основной причиной неодинаковости δU_{c1} и δU_{c2} в данном устройстве являются неодинаковые изменения длительности $t_{н1}$ и $t_{н2}$ выходных импульсов $\Phi ИСД$ ($\delta t_{н1}$ и $\delta t_{н2}$). С целью получения строго одинаковых $\delta t_{н1}$ и $\delta t_{н2}$ $\Phi ИСД_1$ и $\Phi ИСД_2$ могут быть выполнены по схеме на рис. 11, а, 12. При этом вместо кварцевого генератора без ухудшения точности может быть использован обычный нестабилизированный генератор импульсов $ГИ$, например, автоколебательный мультивибратор. Поскольку длительность импульсов таких $\Phi ИСД$ независи-

мо от частоты $ГИ$ равна строго определенному количеству N периодов $ГИ$, изменение частоты $ГИ$ приводит к одновременному и одинаковому изменению длительности выходных импульсов обоих $ФИСД$ при их одинаковой начальной длительности.

Так как выходные напряжения $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$ $ФПС$ пропорциональны длительностям $t_{и1}$ и $t_{и2}$, одинаковые изменения последних приводят к одним и тем же относительным изменениям коэффициентов передачи $ФПС_1$ и $ФПС_2$.

Действительно, постоянные составляющие выходных напряжений $ИИ_1$ и $ИИ_2$ $U_{ср1}$ и $U_{ср2}$, согласно (31), равны:

$$U_{ср1} = U_{и1} t_{и1} f_c = U_{и} N T_{ги} f_c = k_1 f_c; \quad (64)$$

$$U_{ср2} = U_{и2} t_{и2} f = U_{и} N T_{ги} f = k_2 f, \quad (65)$$

где $T_{ги}$ — период напряжения $U_{ги}$; $k_1 = k_2 = U_{и} N T_{ги} = k$.

Выходные напряжения $ФПС$ при работе на холостом ходу, если пренебречь токами утечки конденсаторов $СФ_1$ и $СФ_2$, равны $U_{\text{вых1}} = U_{ср1}$; $U_{\text{вых2}} = U_{ср2}$. Следовательно, в этом случае $\delta k_1 = \delta k_2 = \delta k$; $\delta U_c = 0$ и

$$U_p = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = k(f_c - f). \quad (66)$$

Для выходного напряжения $ДУ$ имеем:

$$U_{\text{вых}} = k_{ду} U_p / U_{\text{вых1}} = k_{ду} (f_c - f) / f_c = k_{ду} s,$$

где $k_{ду}$ — коэффициент преобразования $ДУ$.

Погрешность преобразования в этом случае определяется только стабильностью $k_{ду}$.

В качестве $ДУ$ могут быть, например, использованы время-импульсные [8] или частотно-импульсные делительные устройства. Если частота f меняется незначительно, об s можно судить по разностному напряжению U_p и необходимость в операции деления отпадает.

При проектировании $СФ$ необходимо учитывать возможность появления скачков положения выходных импульсов $ФИСД$, о которых уже говорилось в § 3. Для уменьшения пульсаций, обусловленных скачками, число N следует, по-возможности, увеличивать.

Остановимся на способах построения $УВРН$. Поскольку точки a и b , к которым подключено $УВРН$, не заземлены, а выходные напряжения $ФПС_1$ и $ФПС_2$ при

использовании общего источника $U_{\text{и}}$ однополярны, в качестве УВРН можно использовать усилитель разности двух однополярных напряжений постоянного тока [35]. Учитывая, однако, малость разностного напряжения, а также значительные выходные сопротивления $C\Phi_1$ и $C\Phi_2$, можно ожидать появление существенной температурной погрешности в такой схеме. Поэтому более целесообразна предварительная модуляция разностного напряжения с помощью модуляторов того или иного типа [14] с последующим усилением промодулированного сигнала усилителем переменного тока и демодуляцией.

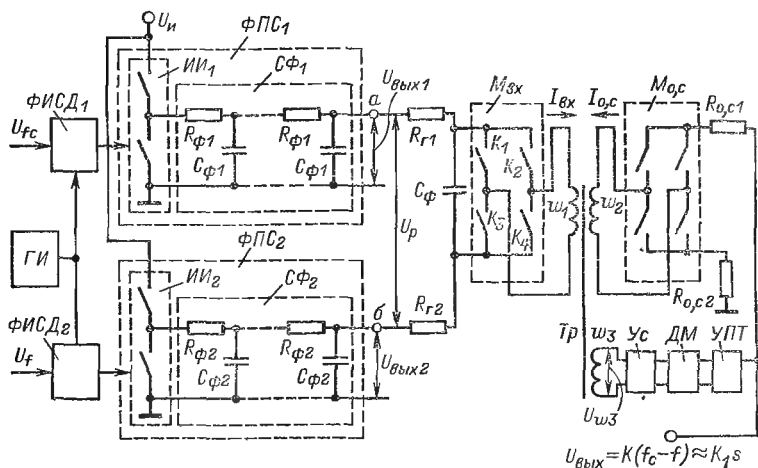


Рис. 22. Функциональная схема устройства для измерения разностной частоты с трансформаторным модулятором.

Рассмотрим подробнее схемы преобразователей скольжения, построенные в соответствии с этими принципами.

В схеме рис. 22 осуществляется преобразование разности частот f_c и f в напряжение постоянного тока $U_{\text{вых}}$. Предполагается, что $f_c = \text{const}$ и поэтому необходимости в дополнительной операции деления нет. Фильтры постоянной составляющей $\Phi\Pi C_1$ и $\Phi\Pi C_2$ включают в себя источники импульсов ИИ_1 и ИИ_2 и многосвязные сглаживающие RC -фильтры $C\Phi_1$ и $C\Phi_2$. К точкам a и b , между которыми образуется разностное напряжение U_p , через резисторы R_{r1} и R_{r2} подключен мостовой модуля-

тор $M_{\text{вх}}$, осуществляющий преобразование постоянного напряжения, выделяющегося на конденсаторе C_{Φ} , в переменное прямоугольной формы. В модуляторе $M_{\text{вх}}$ в каждый данный момент замкнута пара ключей K_1, K_4 или K_2, K_3 , что и приводит к изменению направления тока через обмотку ω_1 после переключения ключей. Выходной переменный ток модулятора $I_{\text{вх}}$ протекает по первичной обмотке ω_1 разделительного трансформатора T_p ; по обмотке обратной связи ω_2 протекает переменный ток $I_{0,с}$, образующийся на выходе модулятора $M_{0,с}$ и обратной связи. Обмотки ω_1 и ω_2 включены таким образом, что создаваемые ими магнитные потоки $\Phi_{\text{вх}}$ и $\Phi_{0,с}$ вычитаются; разностный магнитный поток $\Delta\Phi$ наводит ЭДС во всех обмотках T_p , в том числе и в выходной обмотке ω_3 . Переменное напряжение U_{ω_3} на этой обмотке усиливается усилителем переменного тока $Ус$, к выходу которого подключен демодулятор $ДМ$; выходное напряжение $ДМ$ усиливается усилителем постоянного тока $УПТ$, образуя выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ всего устройства.

При большом коэффициенте усиления $Ус$ напряжения U_{ω_3} , необходимое для получения требуемого значения $U_{\text{вых}}$, ничтожно мало, что свидетельствует о малости разностного потока $\Delta\Phi$ и, следовательно, о практически полной компенсации потоков $\Phi_{\text{вх}}$ и $\Phi_{0,с}$, т. е. об их равенстве ($\Phi_{\text{вх}} \approx \Phi_{0,с}$). Следовательно,

$$I_{\text{вх}}\omega_1 = I_{0,с}\omega_2. \quad (67)$$

Найдем токи $I_{\text{вх}}$ и $I_{0,с}$. Поскольку напряжение U_{ω_1} , как и U_{ω_3} , ничтожно мало, для тока $I_{\text{вх}}$ имеем:

$$I_{\text{вх}} = U_p / (R_{r1} + R_{r2} + 2R_{\text{кл}}),$$

где $R_{\text{кл}}$ — внутреннее сопротивление замкнутого ключа. Полагая $2R_{\text{кл}} \ll (R_{r1} + R_{r2})$, что обычно выполняется, получаем $I_{\text{вх}} \approx U_p / (R_{r1} + R_{r2})$. Аналогично, $I_{0,с} = U_{\text{вых}} / (R_{0,с1} + R_{0,с2})$. Подставляя в (67) эти значения токов, находим:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{R_{0,с1} + R_{0,с2}}{R_{r1} + R_{r2}} U_p. \quad (68)$$

Значение U_p найдем следующим образом. Напряжения в точках a и b , при работе ФПС на холостом ходу соответственно равны $U_{ax,x} = U_{cp1}$ и $U_{bx,x} = U_{cp2}$ (64),

(65). Выходные сопротивления $\Phi ПС$ по постоянному току

$$R_{i1} = n_1 R_{\Phi 1}; R_{i2} = n_2 R_{\Phi 2}, \quad (69)$$

где n_1 и n_2 — число звеньев соответствующего $\Phi ПС$.
Следовательно,

$$\begin{aligned} U_p &= \frac{U_{абх, х} (R_{г1} + R_{г2})}{R_{i1} + R_{i2} + R_{г1} + R_{г2}} = \\ &= \frac{U_{и} NT_{гн} (R_{г1} + R_{г2})}{R_{i1} + R_{i2} + R_{г1} + R_{г2}} (f_c - f). \end{aligned} \quad (70)$$

Подставляя U_p в (68), находим:

$$U_{вых} = k (f_c - f), \quad (71)$$

где

$$k = \frac{w_1}{w_2} \frac{R_{0, c1} + R_{0, c2}}{R_{i1} + R_{i2} + R_{г1} + R_{г2}} NT_{гн} U_{и}. \quad (72)$$

Следовательно, напряжение $U_{вых}$ зависит от $T_{гн}$, $U_{и}$, сопротивлений резисторов, входящих в состав $C\Phi_1$, $C\Phi_2$, а также от $R_{г1}$, $R_{г2}$, $R_{0, c1}$, $R_{0, c2}$. Стабилизация напряжения $U_{и}$ не представляет трудностей; в качестве упомянутых резисторов следует выбирать термостабильные, по возможности с одинаковым температурным коэффициентом сопротивления (ТКС). Весьма желательно применение резисторных матриц. Если стабильность $T_{гн}$ недостаточно высока, в качестве ГИ следует применить кварцевый генератор.

Недостатком рассмотренной схемы является наличие трансформатора. На рис. 23,а приведена схема, в которой выделение и усиление разностного напряжения осуществляется бестрансформаторным модулятором разности двух напряжений [14]. Модулятор состоит из ключей K_1 , K_2 , разделительного конденсатора C_m и нагрузочного резистора R_r . Попеременно замыкаемые ключи K_1 , K_2 , управляемые генератором коммутирующего напряжения $ГКН$, поочередно подключают точку $в$ к точкам $а$ и $б$. На рис. 23,б показана временная диаграмма напряжения $U_в$, представляющего собой пульсирующее напряжение, переменная составляющая U_m которого, проходящая через разделительный конденсатор C_m и имеющая прямоугольную форму, пропорциональна разности напряжений U_a и U_b . Анализ модулятора дает

следующее выражение для амплитуды:

$$U_M = (U_{cp1} - U_{cp2}) \frac{R_r}{R_1 + R_2 + 2R_r + 0,5(R_{i1} + R_{i2})}, \quad (73)$$

где U_{cp1} и U_{cp2} — выходные напряжения $\Phi ПС_1$ и $\Phi ПС_2$ на холостом ходу, определяемые формулами (64), (65); R_1 и R_2 — внутренние сопротивления замкнутых ключей K_1 и K_2 , R_{i1} и R_{i2} определяются формулами (69).

Напряжение U_M создает в резисторе R_r переменный ток I_r , также имеющий прямоугольную форму; с ним сравнивается такой же по форме ток обратной связи

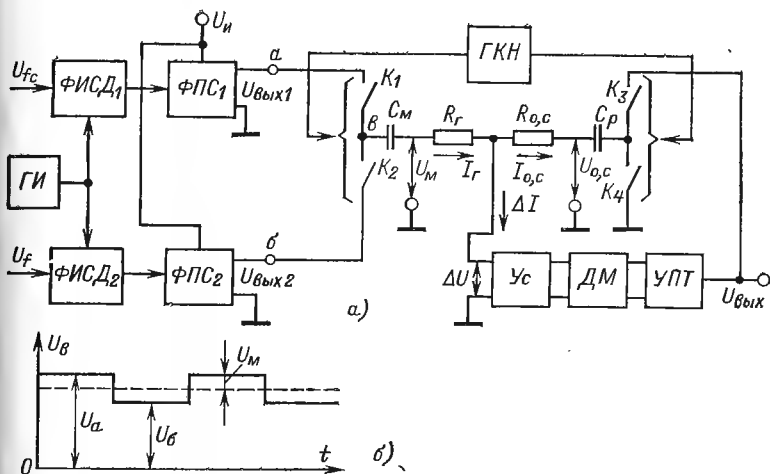


Рис. 23. Функциональная схема бестрансформаторного устройства для измерения разностной частоты (а); диаграмма напряжения в точке в (б).

$I_{o,c}$, образующийся в результате работы модулятора обратной связи, выполненного на ключах K_3 , K_4 и подключенного к выходу устройства. Амплитуда переменного напряжения

$$U_{o,c} = U_{вых} \frac{R_{o,c}}{R_3 + R_4 + 2R_{o,c}}, \quad (74)$$

где R_3 и R_4 — внутренние сопротивления замкнутых ключей K_3 , K_4 .

Разностный ток $\Delta I = I_r - I_{0,c}$ образует на входном сопротивлении усилителя переменного тока U_c разностное напряжение ΔU , усиливаемое усилителем. К выходу последнего подключены демодулятор ДМ и усилитель постоянного тока УПТ.

При большом коэффициенте усиления U_c напряжение ΔU оказывается ничтожно малым, что позволяет считать $I_r = U_m / R_r$; $I_{0,c} = U_{0,c} / R_{0,c}$; $I_r = I_{0,c}$. Учитывая (64), (65), (73), (74), находим:

$$U_{\text{вых}} = k (f_c - f), \quad (74a)$$

где

$$k = (2R_{0,c} + R_3 + R_4) U_{и} N T_{гн} / [R_1 + R_2 + 2R_r + 0,5 (R_{i1} + R_{i2})].$$

Коэффициент пропорциональности k зависит от нестабильных внутренних сопротивлений замкнутых ключей; эта зависимость, однако, чаще всего несущественна, поскольку обычно $2R_{0,c} \gg (R_3 + R_4)$; $2R_r + 0,5 (R_{i1} + R_{i2}) \gg (R_1 + R_2)$.

Таким образом, выходное напряжение схемы, как и в схеме рис. 22, пропорционально разности частот f_c и f и зависит от $T_{гн}$, $U_{и}$, $R_{0,c}$, R_r и сопротивлений резисторов, входящих в состав ФПС. Перечисленные параметры должны быть достаточно стабильными, причем желательно указанные резисторы выбирать с одинаковыми ТКС.

Выходное напряжение рассмотренных схем пропорционально скольжению s в случае, если частота f_c неизменна, либо меняется незначительно (например, в случае частоты сети). Однако в некоторых случаях, например при частотном управлении скоростью двигателей, изменения f_c весьма значительны и по разностной частоте $(f_c - f)$ нельзя судить о скольжении. Значение s в таких случаях необходимо вычислять по точной формуле (54), осуществляя наряду с определением $(f_c - f)$ также и деление на напряжение, пропорциональное f_c .

В качестве делительных устройств могут быть использованы, как уже отмечалось выше, время-импульсные и частотно-импульсные устройства. На рис. 24 представлена функциональная схема скользяметра с компенсационным время-импульсным делительным устройством КВДУ. Часть схемы, осуществляющая выделение разностного напряжения U_r , выполнена так же, как и в схеме рис. 22. Напряжение U_r создает ток $I_{вх}$, модули-

Выходные импульсы $ИИ_3$, имеющие амплитуду $U_{\text{ВЫХ1}}$ и длительность $t_{\text{и}}$, осредняются двухзвенным сглаживающим RC -фильтром $СФ_3$, имеющим внутреннее сопротивление R_{i3} . Выходное напряжение $U_{o,c}$ $СФ_3$ создает ток обратной связи $I_{o,c}$, модулируемый модулятором $M_{o,c}$. При большом коэффициенте усиления $Ус$, как и в схеме рис. 22, имеем:

$$I_{\text{ВХ}}\omega_1 = I_{o,c}\omega_2. \quad (76)$$

Согласно (70)

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_p}{R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}} = \frac{U_{\text{и}}NT_{\Gamma \text{и}}}{R_{i1} + R_{i2} + R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}} (f_c - f_p). \quad (77)$$

Для тока $I_{o,c}$ имеем:

$$I_{o,c} = \frac{U_{\text{ср}3}}{R_{i3} + R_{o,c1} + R_{o,c2}} = \frac{t_{\text{и}}U_{\text{и}}f_3}{R_{i3} + R_{o,c1} + R_{o,c2}}, \quad (78)$$

где f_3 — частота запускающих $МДИ$ импульсов U_3 .

Решая совместно (75) — (78) относительно $t_{\text{и}}$, получаем:

$$t_{\text{и}} = sk_3/f_3, \quad (79)$$

где

$$k_3 = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{R_{i3} + R_{o,c1} + R_{o,c2}}{R_{i1} + R_{i2} + R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}} \frac{1}{K_{\text{сф}1}}.$$

Следовательно, длительность $t_{\text{и}}$ выходных импульсов $КВДУ$ прямо пропорциональна скольжению s , обратно пропорциональна частоте f_3 и не зависит от $T_{\Gamma \text{и}}$ и $U_{\text{и}}$.

Выходные импульсы $КВДУ$ управляют ключами источника импульсов $ИИ_4$, питаемого стабильным напряжением $U_{\text{оп}}$. Постоянная составляющая выходного напряжения $ИИ_4$

$$U_{\text{и}4 \text{ ср}} = t_{\text{и}}f_3 U_{\text{оп}}. \quad (80)$$

Высшие гармоники $U_{\text{и}4}$ подавляются выходным фильтрующим усилителем постоянного тока $\Phi УПТ$; постоянная составляющая усиливается им в $K_4 \approx R_{o,c}/R_{\Gamma}$ раз. Следовательно,

$$U_{\text{ВЫХ}} = ks, \quad (81)$$

где

$$k = \frac{K_4 U_{\text{оп}} \omega_1}{K_{\text{сф}1} \omega_2} \frac{R_{i3} + R_{o,c1} + R_{o,c2}}{R_{i1} + R_{i2} + R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}}.$$

Таким образом, выходное напряжение $\Phi УПТ$ прямо пропорционально скольжению и не зависит от $T_{гн}$ и f_3 . В связи с этим жесткие требования к стабильности частоты $ГИ$ и f_3 в данном устройстве не предъявляются.

В соответствии с описанной функциональной схемой был выполнен многопредельный измеритель скольжения со следующими пределами измерения s : 0—3; 0—10; 0—50; 0—100%; $f_c = 50$ Гц. Погрешность прибора не превышала 0,5%, время установления $U_{вых}$ при скачкообразном изменении f не превышало 2 с. Быстродействие и динамические характеристики схемы в основном определяются $\Phi ПС_2$, поскольку быстродействие $КВДУ$ значительно выше, а частота f_c меняется весьма медленно.

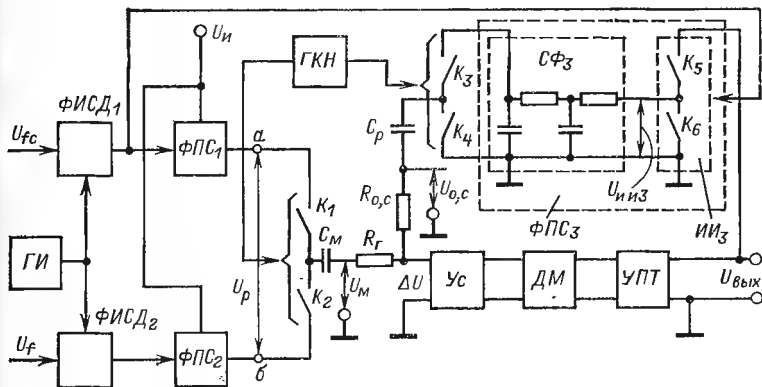


Рис. 25. Функциональная схема бестрансформаторного скользяметра.

Аналогично можно выполнить делительное устройство и в схеме рис. 23 с бестрансформаторным модулятором.

Рассмотренный скользяметр отличается высокой точностью, однако является достаточно сложным. Несколько проще схема, приведенная на рис. 25, в которой используется бестрансформаторный модулятор напряжения U_p , выполненный так же, как и в схеме рис. 23. Дополнительным по сравнению с этой схемой блоком является фильтр постоянной составляющей $\Phi ПС_3$, к выходу которого подключен модулятор обратной связи (элементы K_3, K_4, C_p). Источник импульсов $ИИ_3$ фильтра питается выходным напряжением $U_{вых}$ устройства;

управление ключами $\dot{I}I_3$, как и ключами $\dot{I}I_1$, входящими в состав $\Phi ПС_1$, производится выходными импульсами $\Phi ИСД_1$, имеющими длительность $t_{\text{и}} = NT_{\text{кг}}$ и частоту f_c . Поэтому постоянная составляющая выходного напряжения $U_{\text{ииз}}$ определяется выражением

$$U_{\text{ииз ср}} = U_{\text{вых}} NT_{\text{кг}} f_c. \quad (82)$$

Полагая при большом коэффициенте усиления усилителя $U_c \Delta U \approx 0$, напряжение $U_{\text{м}}$ можно определить из формулы (73). Для напряжения $U_{0,c}$ можно получить:

$$\begin{aligned} U_{0,c} &= U_{\text{срз}} \frac{R_{0,c}}{R_3 + R_4 + 2R_{0,c} + 0,5R_{i3}} = \\ &= U_{\text{вых}} \frac{NT_{\text{кг}} f_c R_{0,c}}{R_3 + R_4 + 2R_{0,c} + 0,5R_{i3}}, \end{aligned} \quad (83)$$

где R_3 и R_4 — внутренние сопротивления замкнутых ключей K_3 и K_4 ; R_{i3} — выходное сопротивление $C\Phi_3$ по постоянному току.

Учитывая, что при $\Delta U = 0$ $U_{\text{м}}/R_{\text{г}} = U_{0,c}/R_{0,c}$, из (73), (82), (83), (64), (65) находим:

$$U_{\text{вых}} = ks, \quad (84)$$

где

$$\begin{aligned} k &= U_{\text{и}} (R_3 + R_4 + 2R_{0,c} + 0,5R_{i3}) / [R_1 + R_2 + 2R_{\text{г}} + \\ &+ 0,5(R_{i1} + R_{i2})]. \end{aligned} \quad (85)$$

Нестабильные сопротивления замкнутых ключей $(R_1 + R_2)$ и $(R_3 + R_4)$, как правило, значительно меньше других сопротивлений, входящих в выражение для k ; остальные резисторы, от которых зависит k , должны быть высокостабильными либо иметь одинаковый ТКС.

Недостатком схемы по сравнению с предыдущей являются худшие динамические характеристики, обусловленные значительной инерционностью $C\Phi_3$, подавляющего высшие гармоники со сравнительно низкими частотами, равными и кратными f_c .

Операция деления в схемах рис. 22, 23 может быть выполнена путем использования в качестве $U_{\text{и}}$ напряжения, пропорционального периоду $T_c = 1/f_c$, т. е. $U_{\text{и}} = K'T_c = K'/f_c$. Действительно, в этом случае, как видно из (71), (74а), напряжение $U_{\text{вых}}$ пропорционально s . Однако, в отличие от рассмотренных схем с использованием специальных делительных устройств, $U_{\text{вых}}$ зависит

от периода $T_{\text{ги}}$ ГИ, частота которого в связи с этим должна быть стабилизирована.

Наиболее просто преобразование периода в постоянное напряжение можно осуществить при помощи интегратора переменного тока [14]. Функциональная схема такого устройства приведена на рис. 26, а.

Импульсное напряжение $U_{\text{ИИ}}$, имеющее частоту f_c , поступает на тактовый вход триггера, работающего в счетном режиме. Длительность полупериодов выходного напряжения триггера оказывается в точности равной T_c . В один из полупериодов замыкается ключ K_1 источника импульсов ИИ, в другой — ключ K_2 . Выходное на-

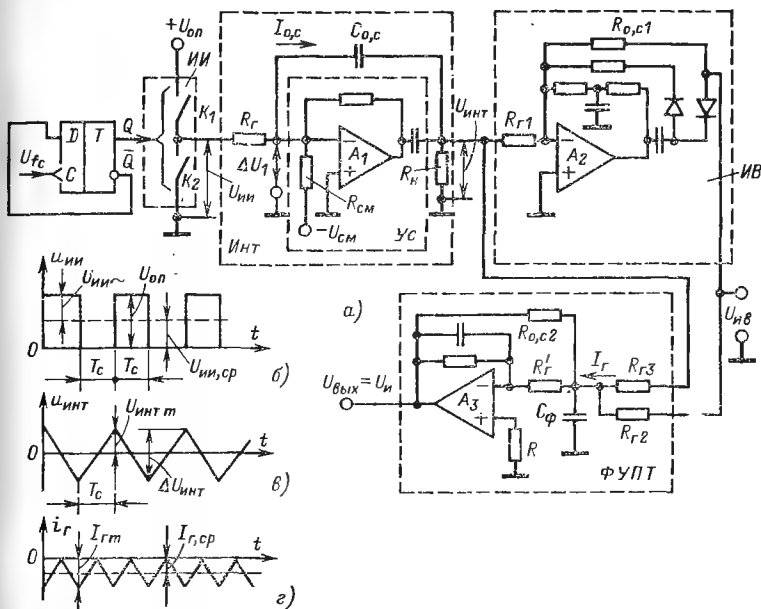


Рис. 26. Принципиальная схема периодомерного устройства (а); временные диаграммы напряжений в различных точках схемы (б) — (г).

пряжение ИИ, представляющее собой последовательность однополярных прямоугольных импульсов типа меандр с амплитудой $U_{\text{оп}}$ поступает на интегратор переменного тока ИИТ, состоящий из усилителя переменного тока U_c и интегрирующей RC -цепи $R_{гC_{0,c}}$. Действие постоянной составляющей этих импульсов, равной $U_{\text{ИИ,ср}} = 0,5U_{\text{оп}}$, компенсируется напряжением $U_{\text{см}}$, причем $0,5U_{\text{оп}}/R_{г} = U_{\text{см}}/R_{\text{см}}$. Переменная составляющая, амплитуда которой равна $U_{\text{ИИ}} = 0,5U_{\text{оп}}$, интегрируется интегратором ИИТ. Напряжение $U_{\text{ИИ}}$ и выходное напряжение $U_{\text{ИИТ}}$ интегратора показаны на рис. 26, б, в. При большом коэффициенте усиления U_c можно пола-

гать $\Delta U_1 \approx 0$; тогда для приращения напряжения $\Delta U_{\text{инт}}$ за период T_c (рис. 26,в) получим:

$$\Delta U_{\text{инт}} = \frac{1}{C_{0,c}} \int_0^{T_c} \frac{u_{\text{инт}}}{R_r} dt = [U_{\text{оп}} / (2C_{0,c} R_r)] T_c. \quad (86)$$

Как видно из диаграммы на рис. 26,в, амплитуда напряжения

$$U_{\text{инт}m} = 0,5 \Delta U_{\text{инт}} = [U_{\text{оп}} / (4C_{0,c} R_r)] T_c. \quad (87)$$

Напряжение $U_{\text{инт}}$ выпрямляется измерительным выпрямителем ИВ [14], амплитуда $U_{\text{ив}m}$ выходного напряжения которого $U_{\text{ив}m} = (R_{0,c1} / R_{r1}) U_{\text{инт}m}$.

К выходу ИВ подключен ФУПТ, усиливающий постоянную составляющую $U_{\text{ив,ср}}$ напряжения $U_{\text{ив}}$. ФУПТ выполнен так же, как и на рис. 15. Нетрудно видеть, что $U_{\text{ив,ср}} = [R_{0,c1} U_{\text{оп}} / (16 R_{r1} \times C_{0,c} R_r)] T_c$; следовательно, выходное напряжение ФУПТ

$$U_{\text{вых}} = U_n = (R_{0,c2} / R_{r2}) U_{\text{ив,ср}} = k_c / f_c = k_c T_c, \quad (88)$$

где $k_c = (R_{0,c1} R_{0,c2} U_{\text{оп}}) / (16 R_{r1} R_{r2} C_{0,c} R_r)$.

С помощью резистора R_{r3} , выбираемого из условия $U_{\text{ив}m} / R_{r2} = 2 U_{\text{инт}m} / R_{r3}$, осуществляется двухполупериодное выпрямление входного тока ФУПТ (рис. 26,г). Выходное напряжение устройства пропорционально $T_c = 1/f_c$, и использование его в качестве напряжения U_n в схемах рис. 22 и 23 позволяет получить на их выходе напряжение, пропорциональное скольжению.

Анализ погрешностей схемы рис. 26,а, обусловленных различными причинами, в частности неидеальностью интегратора, проведен в [14]. Там же описан еще ряд схем, позволяющих получить выходное напряжение, пропорциональное периоду.

Поскольку частота f_c обычно меняется сравнительно медленно, динамические характеристики преобразователей периода в напряжение не сказываются на быстродействии скользяметра в целом.

9. АНАЛОГОВЫЕ СКОЛЬЗИМЕТРЫ, ОСНОВАННЫЕ НА ИЗМЕРЕНИИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПЕРИОДОВ

В рассмотренных выше аналоговых скользяметрах измерение скольжения производится путем преобразования частоты в напряжение в соответствии с (54). Преобразование частоты в них осуществляется при помощи аналоговых частотомерных устройств, имеющих сравнительно низкое быстродействие. Быстродействие таких скользяметров обычно не превышает 1,5—2 с. Преобразование частоты в напряжение можно осуществить специальными способами за 1—2 периода измеряемой частоты, однако точность подобных преобразователей невелика. Значительно проще измерить с высоким быстродействием длительность периода; та-

кие устройства и рассматриваются в настоящем параграфе. Скольжение s в этом случае определяется по формуле [см. (54)]

$$s = (T - T_c) / T. \quad (89)$$

При измерении малых скольжений и в этом случае возникает проблема, связанная с определением малой разности ΔT двух близких значений T и T_c . Так же как и при определении разности двух близких частот, приемлемая точность может быть получена, если оба пара-

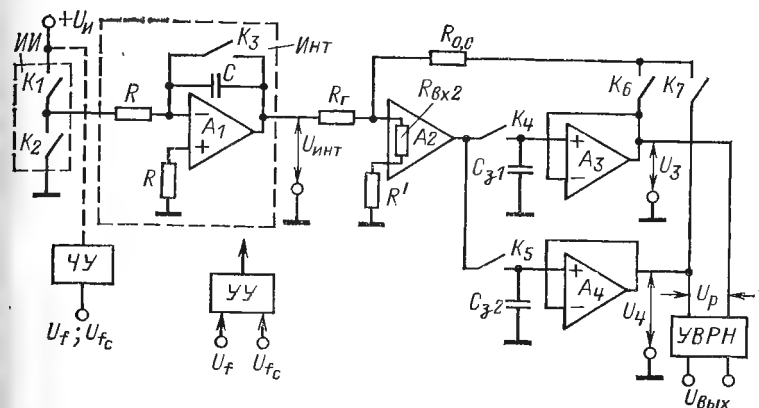


Рис. 27. Быстродействующий аналоговый измеритель разности периодов.

метра измерены с практически одинаковой погрешностью. Это требование должно учитываться при построении преобразователей периода.

Одна из возможных схем, позволяющих определить ΔT с достаточно высокой точностью и быстродействием, приведена на рис. 27. Устройство управления УУ, которое не расшифровано, выделяет периоды T и T_c и вырабатывает сигналы, управляющие ключами, входящими в состав схемы. В начале первого периода напряжения U_f замыкается ключ K_1 ИИ; ключи K_2 и K_3 , находившиеся перед этим в замкнутом состоянии, размыкаются. Ко входу интегратора постоянного тока *Инт* оказывается подключенным напряжение питания $U_{и}$ ИИ. Начальное напряжение на выходе интегратора к моменту переключения ключей равно $U_{см,инт}$. После переключения напряжение $U_{инт}$ линейно возрастает и к кон-

цу периода достигает значения

$$U_T = U_{\text{см, инт}} + \int_0^T (U_{\text{н}}/CR) dt = U_{\text{см, инт}} + (U_{\text{н}}/RC) T. \quad (90)$$

После окончания первого периода U_f ключ K_1 размыкается, а K_2 замыкается и интегратор переходит в режим запоминания напряжения U_T . На короткое время t_3 замыкаются ключи K_4 и K_6 , что приводит к замыканию цепи ООС, охватывающей усилители A_2 и A_3 , причем последний работает в режиме повторителя напряжения. Напряжение на выходе A_3 после окончания переходных процессов

$$U_3 = \left[U_T \frac{R_{0, \text{с}} + R_{K_6}}{R_{\Gamma}} + \frac{U_{\text{см}2}}{\beta_1} + I_{\text{р}2} (R_{0, \text{с}} + \right. \\ \left. + R_{K_6}) \right] \frac{k_{\text{р}1}}{1 + k_{\text{р}1}} + \frac{U_{\text{см}3}}{1 + k_{\text{р}1}}, \quad (91)$$

где $\beta_1 = \frac{R_{\text{н}1} R_{\text{вх}2}}{(R_{0, \text{с}} + R_{K_6}) (R' + R_{\text{вх}2})}$; $R_{\text{н}1} = R_{\Gamma} \parallel (R_{0, \text{с}} + R_{K_6} \parallel (R_{\text{вх}2} + R'))$; $k_{\text{р}1} = \beta_1 k_{U2}$; k_{U2} — коэффициент усиления A_2 ; $U_{\text{см}2}$ и $U_{\text{см}3}$ — напряжения смещения нуля A_2 и A_3 ; $I_{\text{р}2}$ — разностный ток A_2 ; $R' = R_{\Gamma} \parallel (R_{0, \text{с}} + R_{K_6})$.

После окончания переходных процессов ключи K_4 и K_6 размыкаются, а ключ K_3 замыкается на время $t_{\text{в}}$, разряжая конденсатор C интегратора и переводя его тем самым в исходное состояние. После размыкания ключа K_4 напряжение на запоминающем конденсаторе C_{31} , а следовательно, и на выходе повторителя напряжения остается таким же, как и перед размыканием; следовательно, напряжение U_3 после размыкания K_4 определяется выражением (91), если напряжение на конденсаторе C_{31} не изменяется. Чтобы практически полностью исключить разряд конденсатора, в качестве A_3 целесообразно применить усилитель с полевыми транзисторами на входе, например типа К140УД8А.

В начале ближайшего после размыкания ключей K_4 и K_6 периода U_{f_c} происходит замыкание K_1 и размыкание K_2 и K_3 ; интегратор, на выходе которого к этому моменту действует напряжение $U_{\text{см, инт}}$, вновь интегрирует напряжение $U_{\text{н}}$, причем к концу периода U_{f_c} на

выходе интегратора, по аналогии с (90) имеем:

$$U_{T_c} = U_{\text{см, инт}} + (U_{\text{и}}/RC) T_c. \quad (92)$$

В начале нового периода U_{f_c} ключи K_1, K_2 вновь переключаются, переводя интегратор в режим запоминания напряжения U_{T_c} . Одновременно замыкаются на время t_3 ключи K_5, K_7 , замыкая цепь ООС, охватывающей усилители A_2 и A_4 . После окончания переходных процессов в системе напряжение на выходе A_4

$$U_4 = \left[U_{T_c} \frac{R_{0, c} + R_{K_7}}{R_{\Gamma}} + \frac{U_{\text{см}2}}{\beta_2} + I_{p2} (R_{0, c} + R_{K_7}) \right] \frac{k_{p2}}{1 + k_{p2}} + \frac{U_{\text{см}1}}{1 + k_{p2}}, \quad (93)$$

где $\beta_2 = R_{\Pi 2} R_{\text{вх}2} / [(R_{0, c} + R_{K_7}) (R' + R_{\text{вх}2})]$; $R_{\Pi 2} = R_{\Gamma} \parallel (R_{0, c} + R_{K_7}) \parallel (R_{\text{вх}2} + R')$; $k_{p2} = \beta_2 k_{U2}$; $U_{\text{см}4}$ — напряжение смещения нуля A_4 .

Размыкание ключей K_5, K_7 приводит к запоминанию напряжения U_4 ; после их размыкания происходит замыкание K_3 на время t_b и переход *Инт* в исходное состояние. В этом состоянии схема находится до начала нового периода U_f , после чего цикл повторяется.

Таким образом, напряжения на выходе A_3 и A_4 определяемые выражениями (91), (93), обновляются после окончания каждого очередного периода U_f и U_{f_c} в течение которых происходит интегрирование напряжения $U_{\text{и}}$. Разность U_p этих напряжений выделяется с помощью устройства выделения разностного напряжения *УВРН*, выходное напряжение которого

$$U_{\text{вых}} = k_{\text{уврн}} (U_3 - U_4).$$

Считая, что R_{K_6} и R_{K_7} различаются незначительно, что имеет место в случае использования в качестве ключей транзисторов интегральных сборок, и несоизмеримо малы по сравнению с $R_{0, c}$ (т. е. $\beta_1 = \beta_2$, $k_{p1} = k_{p2}$), для $U_{\text{вых}}$ из (91), (93), учитывая (90), (92), получаем:

$$U_{\text{вых}} = \left[\frac{U_{\text{и}}}{RC} \frac{R_{0, c} + R_{K_6}}{R_{\Gamma}} \frac{k_{p1}}{1 + k_{p1}} (T - T_c) + \frac{U_{\text{см}3} - U_{\text{см}4}}{1 + k_{p1}} \right] k_{\text{уврн}}.$$

При значительных напряжениях $U_{\text{инт}} k_{p1} > 10^3$ и два последних слагаемых пренебрежимо малы; так, при $s_{\text{max}} = 0,03$, $U_T = 10$ В; $U_{T_c} = 9,7$ В; $R_{0,c} = R_r$; $k_{p1} = 1000$; $U_{\text{см3}} = -U_{\text{см4}} = 5$ мВ второе слагаемое составляет 0,003% от первого и им можно пренебречь; тогда

$$U_{\text{вых}} = k_{\text{уврн}} \frac{U_{\text{и}}}{RC} \frac{R_{0,c} + R_{K_6}}{R_r} \frac{k_{p1}}{1 + k_{p1}} (T - T_c) = k_i U_{\text{и}} (T - T_c). \quad (94)$$

Следовательно, выходное напряжение устройства пропорционально разности периодов T и T_c , напряжению $U_{\text{и}}$ и не зависит от напряжения смещения $A_1 - A_4$.

В зависимости от соотношений $\Delta T = T - T_c$; $t_1 = t_3 + t_b$ и взаимного временного расположения периодов напряжений U_f и U_{f_c} длительность $t_{\text{изм}}$ полного цикла работы устройства, характеризующая его быстродействие, может изменяться от двух до четырех периодов U_f , что значительно меньше, чем у рассмотренных выше устройств, и в ряде случаев оказывается достаточным для измерения скольжения в динамических режимах работы двигателя.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}} \text{ УРВН}$ [см. (94)] пропорционально разности периодов T и T_c , но не скольжению s . Чтобы получить напряжение, пропорциональное s , необходимо $U_{\text{вых}}$ разделить на напряжение, пропорциональное T (или умножить на напряжение, пропорциональное f). В связи с тем, что в (94) $U_{\text{вых}} \sim (T - T_c) U_{\text{и}}$, наиболее просто получить на выходе УВРН напряжение, пропорциональное скольжению, при питании источника импульсов ИИ выходным напряжением частотомерного устройства ЧУ , осуществляющего преобразование частоты f в напряжение постоянного тока. Однако быстродействие такого скользяметра не может быть выше, чем быстродействие ЧУ . В случае применения аналоговых ЧУ с невысоким быстродействием преимущества, получаемые при переходе от измерения частоты к измерению периода в определенной степени теряются.

Однако при малых скольжениях частота f меняется незначительно и выходное напряжение ЧУ всегда близко к своему установившемуся значению даже в случае максимального изменения f . Так, если последнее состав-

ляет 3% от номинального, выходное напряжение скользящего при скачкообразном изменении f сразу же после выработки нового значения U_p отличается от установившегося не более чем на 3%.

Быстродействие скользящего можно повысить, подав на вход ЧУ вместо напряжения U_f напряжение U_{fc} , частота которого меняется незначительно и достаточно медленно, вследствие чего быстродействие такого устройства практически не уменьшается. Однако его характе-

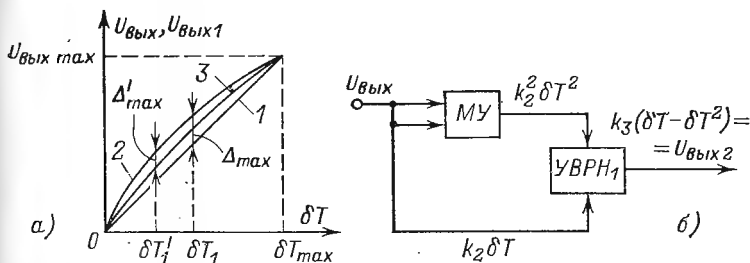


Рис. 28. К оценке линейности быстродействующего аналогового скользящего (а); структурная схема быстродействующего аналогового скользящего с введением поправки (б).

ристика преобразования нелинейно зависит от скольжения. Действительно, согласно (94) и (89) получаем:

$$U_{\text{вых}} = k_1 k_{\text{чу}} (T - T_c) f_c = k_1 k_{\text{чу}} \delta T = k_2 \delta T = k_2 s / (1 - s), \quad (95)$$

где $\delta T = (T - T_c) / T_c$; $k_{\text{чу}}$ — коэффициент преобразования ЧУ; $k_2 = k_1 k_{\text{чу}}$.

Найдем погрешность, обусловленную отличием функции (95) от характеристики преобразования идеального скользящего:

$$U_{\text{вых}1} = ks = k \frac{T - T_c}{T} = k \frac{\delta T}{1 + \delta T}. \quad (96)$$

На рис. 28,а приведены зависимости (95) и (96) (прямая 1 и кривая 2), причем k_2 выбран таким образом, что прямая 1 проходит через крайние точки кривой 2. Можно показать, что наибольшее расхождение Δ_{max} между характеристиками имеет место при $\delta T = \delta T_1 \approx 0,5 \delta T_{\text{max}}$, причем максимальная приведенная погрешность от нелинейности

$$\gamma_{\text{нл max}} = \Delta_{\text{max}} / U_{\text{вых max}} = 0,25 \delta T_{\text{max}}. \quad (97)$$

Задаваясь погрешностью $\gamma_{нл max}$, можно определить допустимое значение δT_{max} , а следовательно, и максимальное скольжение, с заданной погрешностью измеряемое устройством:

$$\delta T_{max} = 4\gamma_{нл max}; \quad (98)$$

$$s_{max} = \delta T_{max} / (1 + \delta T_{max}). \quad (99)$$

При $\gamma_{нл max} = 0,01 = 1\%$ $\delta T_{max} = 0,04$ и $s_{max} = 3,85\%$. Следовательно, при $U_{и} = k_{чу} f_c$ (рис. 27) $U_{вых}$ при измерении скольжений, меньших $3,85\%$, пропорционально s с погрешностью, не превышающей 1% .

Диапазон измеряемых скольжений можно увеличить, введя поправку в характеристику преобразования (95). Чтобы выяснить значение этой поправки, разложим функцию (96) в ряд по степеням δT , ограничившись для случая малых δT первыми двумя членами разложения:

$$U_{вых2} = k_3 (\delta T - \delta T^2). \quad (100)$$

Реализуем устройство таким образом, чтобы оно осуществляло вычисления в соответствии с формулой (100), причем коэффициент k_3 подберем так, чтобы кривая (100) прошла бы через крайние точки кривой (96). Функция (100) построена на рис. 28,а (кривая 3). Исследуя функции (96) и (100), можно показать, что максимальное расхождение между ними Δ'_{max} имеет место при $\delta T = \delta T'_1 \approx \delta T_{max} / \sqrt{3}$, причем максимальная приведенная погрешность, обусловленная этим расхождением,

$$\gamma_{нл max} = \frac{\Delta'_{max}}{U_{вых max}} = \frac{2\delta T_{max}^2}{3(1 - \delta T_{max})(\sqrt{3} + \delta T_{max})}. \quad (101)$$

Из (101) находим δT_{max} , при котором погрешность $\gamma_{нл max}$ не превышает допустимой величины, а из (99) — максимальное при заданной $\gamma_{нл max}$ скольжение

$$\delta T_{max} = 1,61 \sqrt{\gamma_{нл max}} - 0,55 \gamma_{нл max}. \quad (102)$$

Пусть, как и прежде, $\gamma_{нл max} = 0,01$. Тогда из (102) получаем $\delta T_{max} = 0,156$, $s_{max} = 13,5\%$. В случае $\gamma_{нл max} = 0,1\%$ $\delta T_{max} = 0,05$, $s_{max} = 4,8\%$. Таким образом, введение поправки, в соответствии с формулой (100) позволяет значительно повысить точность и увеличить, при заданной точности, диапазон измеряемых скольжений.

Однако при этом необходимо вычислить $k_3 \delta T^2$, для

код — напряжение (ПКН). Операцию деления можно выполнить и с помощью цифро-аналогового делительного устройства. Схема такого преобразователя приведена на рис. 29.

Преобразователь состоит из $ПКН_1$ и $ПКН_2$, один из которых включен во входной цепи, а второй — в цепи ООС усилителя постоянного тока УПТ, и устройства управления УУ. Входные напряжения, одно из которых U_f поступает с выхода датчика скорости, а второе U_f является напряжением питающей сети, подаются на УУ, осуществляющее преобразование периодов T и T_c в двоичные числа N_1 , пропорциональное периоду T , и N_2 , пропорциональное разности ΔT , т. е. $N_1 = k_1 T$; $N_2 = k_2 \Delta T$. Напряжением питания $ПКН_1$ является выходное напряжение УПТ $U_{\text{вых}}$; $ПКН_2$ питается стабилизированным напряжением $U_{\text{оп}}$. Выходные напряжения $U_{o,c}$ и U_r $ПКН$ пропорциональны соответствующим кодам и напряжениям питания, $U_{o,c} = k_3 N_1 U_{\text{вых}} = k_3 k_1 T U_{\text{вых}}$; $U_r = k_4 N_2 U_{\text{оп}} = k_4 k_2 \Delta T U_{\text{оп}}$, где k_3 и k_4 — коэффициенты пропорциональности.

Для выходного напряжения УПТ, учитывая, что $\Delta U = U_r R_{\Pi} / R_r - U_{o,c} R_{\Pi} / R_{o,c}$, где $R_{\Pi} = R_r \parallel R_{o,c} \parallel R_{\text{вх,УПТ}}$, нетрудно получить:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \frac{k_2 k_4 R_{o,c}}{k_1 k_3 R_r} \frac{k_p}{1 + k_p} s, \quad (103)$$

где $k_p = k_1 k_3 k_{\text{УПТ}} T R_{o,c} / R_r$ — коэффициент усиления разомкнутой системы; $k_{\text{УПТ}}$ — коэффициент усиления УПТ.

Как видно из (103), при $k_p \gg 1$, что достигается увеличением $k_{\text{УПТ}}$,

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{k_2 k_4 R_{o,c}}{k_1 k_3 R_r} U_{\text{оп}} s, \quad (104)$$

т. е. напряжений $U_{\text{вых}}$ пропорционально измеряемому скольжению s и не зависит от параметров УПТ.

В случае однотипных ПКН при $R_{o,c} = R_r$ можно полагать, что $R_{o,c} / k_3 = R_r / k_4$; при этом

$$U_{\text{вых}} = s U_{\text{оп}} k_2 / k_1 = k s. \quad (105)$$

Отношение k_2 / k_1 , зависящее от способа выполнения УУ, представляет собой фиксированное число; таким образом, стабилизацию коэффициента пропорциональности k можно осуществить путем стабилизации $U_{\text{оп}}$.

Благодаря значительному $U_{\text{от}}$ (около 10 В) УИТ может быть выполнен на основе интегрального операционного усилителя; время установления $U_{\text{вых}}$ после введения новых значений N_1 и N_2 в этом случае ничтожно мало. Быстродействие такого скользяметра определяется только временем преобразования величин T и ΔT в код, которое зависит от принятого в УУ способа преобразования.

Функциональная схема УУ приведена на рис. 30. Напряжение датчика скорости ДС поступает на входной формирователь ВФ₁, на выходе которого в момент начала каждого нового периода U_f образуется короткий положительный импульс длительностью $t_{\text{н}}$, поступающий на инвертор D_1 , соединенный с одним из входов элемента D_3 . Благодаря этому поступление высокочастотных заполняющих импульсов генератора импульсов ГИ на вход двоичного счетчика СчТ, в котором осуществляется кодирование периода T , прекращается. Одновременно выходной импульс ВФ₁ осуществляет передачу накопленного к этому моменту числа N_1 в СчТ в триггерный регистр Рг₁, где это число сохраняется до начала нового периода U_f . Выходы триггеров регистра со-

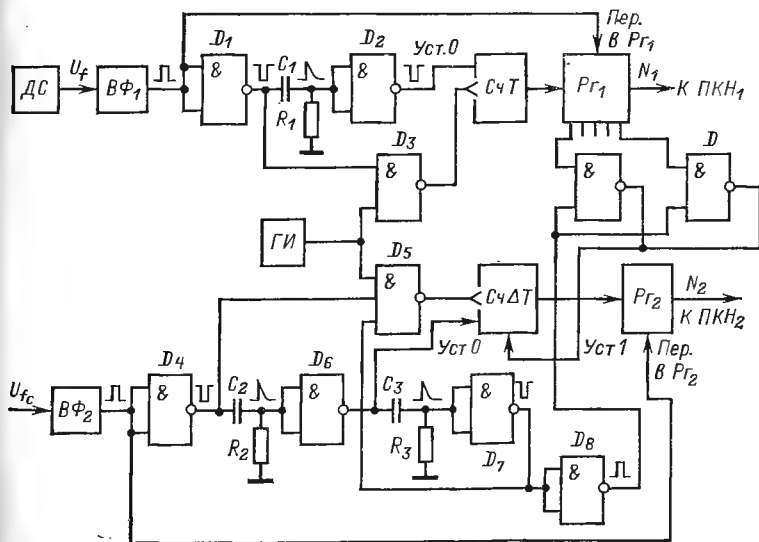


Рис. 30. Устройство управления быстродействующего цифро-аналогового скользяметра на основе двух ПКН.

единаются с кодовыми входами $ПКН_1$. Длительность $t_{и1}$ выбирается таким образом, чтобы переходные процессы в $СчТ$, обусловленные поступлением последнего счетного импульса $ГИ$, успели бы закончиться.

После окончания импульса $ВФ_1$ с помощью RC -цепи R_1C_1 и инвертора D_2 вырабатывается короткий импульс длительностью $t_{и3}$, осуществляющий установку на нуль $СчТ$, после чего $СчТ$ вновь начинает подсчитывать количество импульсов $ГИ$, которое определяется по формуле

$$N_1 = [T - (t_{и1} + t_{и3})] f_{гн}. \quad (106)$$

Если выбрать $(t_{и1} + t_{и3}) \ll T$, $N_1 \approx T f_{гн}$.

Напряжение U_{f_c} поступает на входной формирователь $ВФ_2$. В момент начала каждого периода U_{f_c} на выходе $ВФ_2$ образуется

короткий положительный импульс длительностью $t_{и2}$, инвертируемый D_4 . Элемент D_5 при этом закрывается и поступление импульсов $ГИ$ на двоичный счетчик $СчДТ$, работающий на вычитание, прекращается. Интервал $t_{и2}$ выбирается таким образом, чтобы к моменту его окончания переходные процессы в $СчДТ$, вызванные последним поступившим на его вход импульсом, успели бы закончиться. Выходной импульс $ВФ_2$ производит перепись числа N_2 , накопленного в $СчДТ$ к моменту окончания счета, в триггерный регистр $P_{г2}$.

После окончания импульса $ВФ_2$ с помощью цепи R_2C_2 и инвертора D_6 формируется короткий импульс длительностью $t_{и4}$, устанавливающий $СчДТ$ в нулевое положение. В момент окончания импульса с помощью цепи R_3C_3 и инверторов D_7, D_8 формируется короткий импульс длительностью $t_{и5}$, осуществляющий с помощью элементов D установку в единичное положение триггеров $СчДТ$, соответствующих триггерам $P_{г1}$, находящимся в этом положении. Таким образом производится передача числа N_1 из $P_{г1}$ в $СчДТ$, после чего $СчДТ$ начинает подсчитывать импульсы $ГИ$. Поскольку счетчик работает на вычитание, к концу периода U_{f_c} в $СчДТ$ оказывается, с учетом (106), число N_2 , равное

$$\begin{aligned} N_2 &= N_1 - [T_c - (t_{и2} + t_{и4} + t_{и5})] f_{гн} = \\ &= \Delta T f_{гн} + (t_{и2} + t_{и4} + t_{и5} - t_{и1} - t_{и3}) f_{гн}. \end{aligned}$$

Выберем $t_{и2} + t_{и4} + t_{и5} = t_{и1} + t_{и3}$, тогда $N_2 = f_{гн} \Delta T$.

Подставляя N_1 и N_2 в (103), находим

$$U_{вых} = s \frac{k_1 R_{о,с} U_{оп}}{k_3 R_{г} (1 - \delta T)} \frac{k_p}{1 + k_p},$$

где $\delta T = (t_{и1} + t_{и3})/T$. Следовательно, напряжение $U_{вых}$ не зависит от $f_{гн}$. Обычно $t_{и1} + t_{и3} \leq 2$ мкс; следовательно, $\delta T \ll 1$ и при $k_p \gg 1$ получаем:

$$U_{вых} = s k_4 U_{оп} R_{о,с} / (k_3 R_{г}).$$

Как уже отмечалось, для однотипных ПКН при $R_{0,c}=R_T$ $k_4 R_{0,c}=k_3 R_T$; следовательно, $U_{\text{вых}}=U_{\text{оп}S}$.

Описанное устройство позволяет свести время измерения к минимальному значению; в наихудшем случае, когда изменение T происходит в самом начале нового периода U_f , время измерения преобразователя не превышает $t_{\text{изм max}}=2(T+T_c)$. Высокое быстродействие устройства позволяет использовать его для измерения и записи скольжения при работе электрических машин в переходных режимах. Погрешность устройства при большом k_p определяется только разрядностью ПКН и легко может быть доведена до 0,1%. Устройство обладает высокой разрешающей способностью и особенно эффективно при измерении малых скольжений.

Испытания ряда выполненных по описанной схеме преобразователей дают, при использовании в качестве УПТ ИОУ типа К1УТ531А, следующие параметры: приведенная погрешность измерения не более 0,1—0,5%; время установления выходного напряжения после скачкообразного изменения T не более $2(T+T_c)$.

Недостатком рассмотренного устройства является его сложность, связанная с наличием двух ПКН, включающих в себя громоздкие схемы управления и резисторные матрицы. В тех случаях, когда высокое быстродействие скользящего не является необходимым, схема, при сохранении высокой точности, может быть существенно упрощена.

Построение такого скользящего основано на преобразовании числа ΔN , пропорционального разности периодов T и T_c , в пропорциональную длительность t_n прямоугольных импульсов неизменной амплитуды U_n , следующих с частотой f , и выделении постоянной составляющей $U_{\text{ср}}$ полученной импульсной последовательности. Пусть, например, $t_n=k_1\Delta N=k_1k_2(T-T_c)$. Тогда

$$U_{\text{ср}}=U_n t_n f=k_1 k_2 U_n (T-T_c) f=ks, \quad (107)$$

где $k=k_1 k_2 U_n$.

На рис. 31 приведена функциональная схема скользящего, построенного по такому принципу. Выходные импульсы U_f датчика скорости ДС поступают на входной формирователь ВФ₁, на выходе которого образуются короткие прямоугольные импульсы с частотой f и амплитудой, достаточной для срабатывания логических схем. Напряжение сети U_{f_n} поступает на входной фор-

через D_4 и D_5 , поступают на счетный вход $РСч$. Такое состояние схемы сохраняется до прихода через время T_0 очередного импульса $ВФ_2$, переключающего $D_{т2}$ в нулевое состояние и прекращающего поступление импульсов $ГИ$ на счетчик. Число, зафиксированное в $РСч$ к этому моменту, оказывается равным $N_1 = f_{гн} T_0$.

Если следующим вновь окажется импульс $ВФ_2$, работа схемы повторится и в $РСч$ вновь окажется число N_1 . Если же следующий импульс поступит с выхода $ВФ_1$, произойдет переключение $D_{т1}$, $РСч$ включится на вычитание и начнется вычитание из числа N_1 импульсов $ГИ$, прошедших через D_3 , D_5 . В таком состоянии схема находится до прихода очередного импульса $ВФ_1$, который переключит $D_{т1}$ в исходное, нулевое состояние; прохождение импульсов на $РСч$ прекращается и в нем оказывается зафиксированным число

$$N_2 = N_1 - f_{гн} T = - f_{гн} (T - T_c).$$

При переключении $D_{т1}$ в исходное состояние с помощью цепочки $R_2 C_2$ и инверторов D_7 , D_8 образуется управляющий импульс, осуществляющий передачу числа N_2 из $РСч$ в запоминающий триггерный регистр $Рг$. В дальнейшем вновь переключается триггер $D_{т2}$ и цикл повторяется.

Число N_2 сохраняется в $Рг$ вплоть до окончания нового цикла и образования нового числа N_2 , сколько бы до этого момента не прошло периодов U_f .

В начале каждого нового периода U_f двоичный счетчик $Сч$ импульсом $ВФ_1$, инвертируемым D_9 , устанавливается в нулевое положение, после чего при помощи $R_3 C_3$ цепи и инверторов D_{10} , D_{11} вырабатывается импульс, осуществляющий передачу кода из $Рг$ через элементы D_{15} , подключенные одним из входов к единичным выходам триггеров $Рг$, в $Сч$. После окончания этого импульса открывается элемент D_{12} и на счетный вход $Сч$ через делитель частоты $ДЧ$, имеющий коэффициент деления $K_{дч}$, начинают поступать импульсы от $ГИ$. Когда на вход $Сч$ поступит N_2 импульсов, произойдет переполнение $Сч$; время t_n , необходимое для этого, оказывается равным

$$t_n = N_2 k_{дч} / f_{гн} = k_{дч} (T - T_c). \quad (108)$$

Следовательно, благодаря наличию $ДЧ$ интервал времени $\Delta T = T - T_c$ увеличивается в $k_{дч}$ раз.

Интервал t_n выделяется с помощью триггера $D_{т3}$, устанавливаемого в единичное состояние в момент передачи в $Сч$ нового значения N_2 и возвращаемого в нулевое состояние сигналом переполнения $Сч$, выделяемым при помощи цепи $R_4 C_4$ и инвертора D_{13} . Импульсы $D_{т3}$ управляют работой ключей K_1 , K_2 источника импульсов $ИИ$, входящего в состав $ФПС$. $ИИ$ питается стабильным напряжением U_n . Постоянная составляющая $U_{и,ср}$ выходного напряжения $ИИ$ усиливается выходным фильтрующим усилителем постоянного тока, входящим в состав $ФПС$. Такой усилитель был подробно рассмотрен в § 3. Для напряжения $U_{вых}$, при большом коэффициенте усиления A , пренебрегая составляющей, обусловленной напряжением смещения нуля и входными токами, имеем:

$$U_{вых} = U_{и,ср} R_{0,с} / R_{г} = t_n f_{гн} R_{0,с} / R_{г} = (R_{0,с} / R_{г}) k_{дч} U_n (T - T_c) / T = ks, \quad (109)$$

Следовательно, $U_{вых}$ пропорционально скольжению при неизменных $R_{0,с} / R_{г}$ и U_n .

Рассмотренная схема, обладающая практически той же точностью и разрешающей способностью, значительно проще предыдущей, однако быстродействие ее существенно меньше. Длительность $t_{\text{пер}}$ переходного процесса, обусловленного скачкообразным изменением s , может быть найдена из формул (19), (19а); при $f_c = 50$ Гц, $t_{\text{пер}} \approx 0,5 \div 1$ с.

Промежуточной по сложности и быстродействию между двумя рассмотренными является схема, приведенная на рис. 32. В ней используются один реверсив-

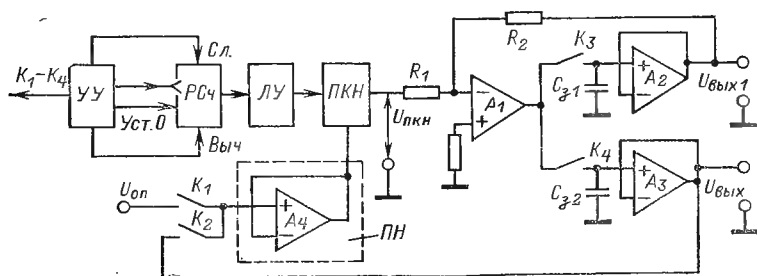


Рис. 32. Цифро-аналоговый быстродействующий скользяметр с одним ПКН.

ный счетчик РСч и один ПКН. Сигналы, управляющие работой схемы, вырабатываются устройством управления УУ.

Работает преобразователь следующим образом. Выделяемый УУ на время действия одного периода U_f импульс включает предварительно установленный в нулевое положение РСч на сложение, и РСч подсчитывает импульсы ГИ, входящего в состав УУ. По окончании периода в РСч оказывается число $N_1 = T f_{\text{гн}}$. Во время следующего за этим периода U_{fc} РСч включается на вычитание, и к концу периода в РСч оказывается число $N_2 = \Delta T f_{\text{гн}}$. К выходам РСч через логическое устройство ЛУ подключен ПКН, причем после окончания периода U_{fc} он подключается к младшим разрядам РСч, а после окончания периода U_f — к старшим.

После окончания периода U_{fc} на короткое время замыкаются

ключи K_1 и K_3 и на вход повторителя напряжения ПН подается стабильное напряжение $U_{\text{оп}}$. Выходное напряжение ПН является питающим для ПКН, и на выходе ПКН устанавливается напряжение $U_{\text{ПКН}} = k_1 N_2 U_{\text{оп}} = k_1 f_{\text{гн}} U_{\text{оп}} \Delta T$. Это напряжение является входным для усилителя с параллельной ООС, состоящего из усилителей A_1 , A_2 (последний работает в режиме ПН), замкнутого ключа K_3 и запоминающего конденсатора $C_{з1}$, причем цепь ООС образуются резисторами R_1 и R_2 . На выходе усилителя устанавливается без

учета напряжения смещения нуля и входных токов A_4 напряжение

$$U_{\text{вх1}} = -U_{\text{пкп1}} R_2 / R_1 = -\Delta T k_1 f_{\text{гн}} U_{\text{оп}} R_2 / R_1.$$

После окончания переходных процессов в усилителе K_1 и K_3 размыкаются и $U_{\text{вх1}}$ запоминается.

После окончания периода U_f происходит замыкание на короткое время K_2 и K_4 , что приводит к образованию нового усилителя с параллельной ООС, состоящего из A_1 , ПН на основе A_3 , замкнутого ключа K_4 и запоминающего конденсатора C_{32} . Входным сигналом усилителя является напряжение $U_{\text{вх1}}$, подаваемое через R_2 , выходным — напряжение $U_{\text{вых}}$, являющееся одновременно питающим для ПКН, а цепь ООС образуется резисторами R_1 , R_2 . Напряжение обратной связи оказывается равным $U_{\text{пкп}} = U_{\text{пкп2}} = k_2 N_1 U_{\text{вых}}$. Учитывая, что при большом коэффициенте усиления A_1 $U_{\text{пкп}} / R_1 = U_{\text{вх1}} / R_2$, для выходного напряжения усилителя получаем:

$$U_{\text{вых}} = s U_{\text{оп}} k_1 / k_2 = ks.$$

После окончания переходных процессов в усилителе ключи K_2 и K_4 размыкаются и напряжение $U_{\text{вых}}$ запоминается вплоть до окончания следующего цикла.

Рассмотренное устройство значительно проще схемы рис. 29, но сложнее предыдущего. Быстродействие его примерно вдвое меньше, чем в схеме рис. 29.

11. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СКОЛЬЖЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Умножение частоты входных напряжений U_f и U_{f_c} скользяметра, либо только одного из них позволяет упростить его структуру. Так, при $s=3\%$ и $f_c=50$ Гц разностная частота $f_r = f_c - f = 1,5$ Гц. Умножение f и f_c в 1000 раз увеличивает f_r до 1,5 кГц, что позволяет после непосредственного выделения разностной частоты f_r , например с помощью схемы рис. 20,а, осуществить ее измерение за приемлемое время (0,1—0,15 с) при помощи простых аналоговых частотомеров, рассмотренных в гл. 1. Деление на f_c при небольших изменениях f_c , как уже отмечалось, можно не производить.

На рис. 33 приведена схема цифро-аналогового скользяметра с одним умножителем частоты УЧ. Входное напряжение U , ДС, пройдя через $B\Phi_1$, поступает на вход УЧ, имеющего коэффициент умножения $k_{\text{уч}}$. Выходные импульсы УЧ, имеющие частоту $f_{\text{уч}} = k_{\text{уч}} f$, через элемент D_1 поступают на вход счетчика $Cи$, работающего на вычитание. В момент начала периода U_{f_c}

12. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Рассмотренные в настоящей главе устройства могут быть использованы также и для измерения нестабильности частоты вращения электрических машин, определяемой формулой

$$\delta n = (n - n_0)/n_0, \quad (111)$$

где n_0 — базовое число оборотов, относительно которого определяется нестабильность частоты вращения.

Обычно, как и при измерении скольжения, с помощью ДС число оборотов n преобразуется в пропорциональную частоту $f = k_{\text{дс}} n$, причем базовой скорости n_0 соответствует частота $f_0 = k_{\text{дс}} n_0$. Напряжение с частотой f_0 может быть получено с помощью кварцевого генератора и делителей частоты, либо другого генератора, обладающего достаточно высокой стабильностью. Тогда формула (111) переписывается в виде ($T_0 = 1/f_0$)

$$\delta n = (f - f_0)/f_0 = (T_0 - T)/T. \quad (112)$$

Поскольку $f_0 = \text{const}$, при измерении нестабильности частоты вращения достаточно ограничиться определением разностной частоты $f_r = f - f_0$, что позволяет избежать выполнения операции деления.

Наиболее простым в схемном отношении является устройство выделения разностной частоты, рассмотренное в § 7 (рис. 20,а), дополненное частотомерным устройством. Однако при измерении малых нестабильностей [если $(f - f_0) \leq 10$ Гц] вследствие малости f_r быстродействие такого преобразователя крайне мало. Повысить быстродействие можно увеличением частоты f , достигаемым, например, увеличением числа отверстий в диске фотоэлектрического ДС (§ 1), а также применением специального умножителя частоты. Определение знака разностной частоты можно осуществить либо с помощью логических схем [13], либо выбором f_0 , равной максимально или минимально возможному значению f , и последующим вычитанием из выходного напряжения частотомерного устройства фиксированного напряжения, соответствующего середине диапазона изменения f .

Может быть применена также и схема рис. 21 со всеми ее разновидностями, но без делительного устройства. Схема рис. 27 в случае небольших δn позволяет получить высокое быстродействие, если принять $U_{\text{н}} = \text{const}$.

инвертора D формируется импульс длительностью $t_{и2}$, устанавливающий оба счетчика в начальные состояния. После его окончания оба счетчика вновь начинают работать в счетном режиме, подсчитывая импульсы $ГИ$. Начальные числа в счетчиках $N_{нач1}$ и $N_{нач2}$ выбираются равными

$$N_{нач1} = f_{ГИ}(t_{и1} + t_{и2}); \quad (113)$$

$$N_{нач2} = N_{max} + 1 - f_{ГИ}T_0 + f_{ГИ}(t_{и1} + t_{и2}), \quad (113a)$$

где N_{max} — максимальное число в счетчике, соответствующее единицам во всех разрядах.

Тогда к началу очередного импульса $B\Phi$ в счетчиках окажутся зафиксированными числа:

$$N_1 = N_{нач1} + [T - (t_{и1} + t_{и2})] f_{ГИ} = f_{ГИ}T; \quad (114)$$

$$N_2 = N_{нач2} + [T - (t_{и1} + t_{и2})] f_{ГИ} = f_{ГИ}(T - T_0), \quad (114a)$$

так как $N_{max} + 1 = 0$.

Эти числа и передаются в P_{21} и P_{22} , связанные с $ПКН_1$ и $ПКН_2$ (см. рис. 29); следовательно, согласно (104) выходное напряжение $УПТ$ $U_{вых} = k\delta n$.

В рассмотренной схеме благодаря параллельной работе счетчиков числа N_1 и N_2 , а следовательно, и напряжение $U_{вых}$ обновляются после каждого периода U_f ; значит, максимальное время установления $U_{вых}$ после скачкообразного изменения T не превышает $2T$; среднее время измерения составляет $1,5T$.

За счет некоторого уменьшения быстродействия один из счетчиков можно из схемы исключить (рис. 34,б). Здесь импульсы $B\Phi$ длительностью $t_{и1}$ поступают на тактовый вход триггера D_T , работающего в счетном режиме. При переключении D_T в единичное состояние импульс $B\Phi$ проходит через элементы D_1 , D_2 и осуществляет передачу числа N_2 , зафиксированного к концу предыдущего периода U_f в единственном счетчике C_4 , в регистр P_{22} . После окончания импульса $B\Phi$ с помощью цепи R , C и элементов D_3 , D_4 формируется импульс длительностью $t_{и2}$, которым производится запись в C_4 начального числа $N_{нач1}$, определяемого формулой (113). После этого C_4 начинает работать в счетном режиме и к концу данного периода U_f в нем оказывается число N_1 , определяемое формулой (114). В начале следующего

периода происходят переключение T и передача числа N_1 из $Сч$ в $Рг_1$. После окончания импульса $ВФ$ происходит запись в $Сч$ числа $N_{нач2}$, определяемого формулой (113а), $Сч$ переходит в счетный режим и к концу нового периода в нем оказывается число N_2 , определяемое формулой (114а). Максимальное время установления выходного напряжения после скачкообразного изменения периода T не превышает $3 T$; среднее время измерения составляет $2,5 T$.

Применение аналоговых запоминающих устройств позволяет существенно упростить преобразователь, сохранив его быстродействие. Преобразователь в этом случае выполняется по схеме рис. 32 и содержит только один $РСч$ и $ПКН$; $УУ$, вследствие того, что период U_{fc} здесь не измеряется, существенно упрощается.

Рассмотренные цифро-аналоговые преобразователи нестабильности частоты вращения отличаются высокой точностью и быстродействием, но достаточно сложны, в основном из-за наличия преобразователей кода в напряжение, содержащих резистивные матрицы и транзисторные схемы управления.

Если столь высокое быстродействие не требуется, могут быть без ущерба для точности применены значительно более простые схемы, в которых $ПКН$ заменены преобразователями код — длительность импульсов — напряжение. Принцип действия таких преобразователей основан на следующем. Пусть в результате цифрового преобразования в счетчике получено число N , пропорциональное $\Delta T = T_0 - T$, т. е. $N = k_1 \Delta T$. Подадим на вход счетчика последовательность импульсов, имеющих частоту $f_{гн1} = 1/T_{гн1}$, и зафиксируем момент, когда счетчик перейдет в нулевое состояние. Время, прошедшее от начала подачи импульсов до этого момента,

$$t_n = N T_{гн1} = \Delta T k_1 / f_{гн1}. \quad (115)$$

Сформируем интервал t_n в виде длительности прямоугольного импульса с амплитудой U_n , и будем формировать такой импульс в каждом периоде напряжения U_f . Постоянная составляющая этой импульсной последовательности

$$U_{cp} = t_n f U_n = (k_1 U_n / f_{гн1}) \Delta T / T = k \delta n. \quad (115a)$$

Напряжение U_{cp} может быть выделено с помощью ФПС.

На рис. 35 приведена функциональная схема такого преобразователя. Импульсы $B\Phi$, подключенного к выходу $ДС$, длительностью $t_{и1}$, поступают на элементы D_1 , осуществляя передачу единиц из счетчика $Сч_1$ в $Сч_2$, предварительно установленный в нулевое положение. На время импульсов $B\Phi$ с помощью элемента D_3 поступле-

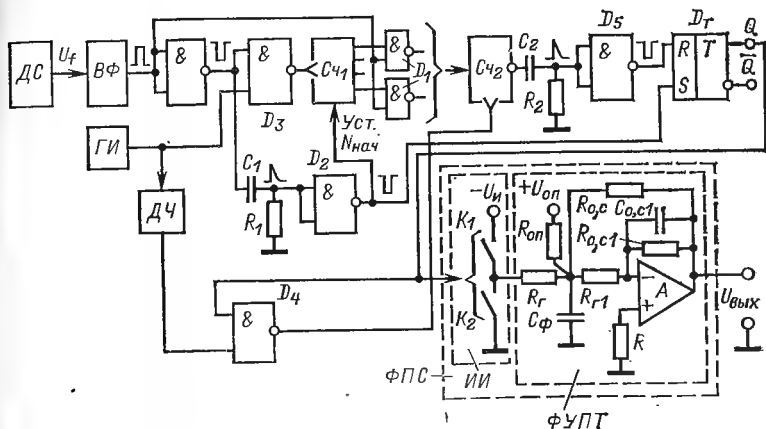


Рис. 35. Преобразователь нестабильности частоты вращения с промежуточным преобразованием в длительность импульсов с двумя счетчиками.

ние импульсов на счетный вход $Сч_1$ прекращается. После окончания импульса $B\Phi$ с помощью цепи R_1 , C_1 и инвертора D_2 вырабатывается импульс длительностью $t_{и2}$, устанавливающий в $Сч_1$ начальное число $N_{нач}$. Выберем

$$N_{нач} = N_{max} + 1 - f_{гн} [T_0 - (t_{и1} + t_{и2})] - N_0, \quad (116)$$

где N_{max} — максимальное число в $Сч_1$, соответствующее единицам во всех разрядах; N_0 — некоторое постоянное число.

После установки в $Сч_1$ $N_{нач}$ последний начинает подсчитывать импульсы $ГИ$, проходящие через элемент D_3 и добавляющиеся к $N_{нач}$; к концу периода U_f в $Сч_1$ будет зафиксировано

$$N_T = N_{нач} + [T - (t_{и1} + t_{и2})] f_{гн} = N_{max} + + 1 - f_{гн} (T_0 - T) - N_0. \quad (116a)$$

Это число и передается в начале следующего периода U_f в C_2 .

Выходной импульс D_2 , наряду с передачей в C_1 числа $N_{\text{нач}}$, переводит триггер D_T в единичное положение. Это приводит к открыванию элемента D_4 , через который импульсы делителя частоты ДЧ с коэффициентом деления $k_{\text{дч}}$, имеющие частоту $f_{\text{дч}} = f_{\text{гн}}/k_{\text{дч}}$ ($k_{\text{дч}} > 1$), начинают поступать на C_2 . Эти импульсы добавляются к N_T до тех пор, пока C_2 не переполнится, т. е. не установится в нулевое положение. В этот момент с помощью цепи R_2 , C_2 и инвертора D_5 триггер D_T переключается в нулевое состояние и поступление импульсов на C_2 прекращается. Количество импульсов, поступивших в счетчик до его переполнения, согласно (116а),

$$N_{\text{сч}2} = N_{\text{max}} + 1 - N_T = f_{\text{гн}}(T_0 - T) + N_0. \quad (117)$$

Триггер D_T находится в единичном состоянии в течение времени поступления импульсов в счетчик

$$t_n = N_{\text{сч}2}/f_{\text{дч}} = (T_0 - T) k_{\text{дч}} + N_0 k_{\text{дч}}/f_{\text{гн}}. \quad (118)$$

Выходные импульсы D_T управляют работой источника импульсов ИИ на ключах K_1 , K_2 (§ 3), питаемого стабильным напряжением $U_{\text{и}}$ и входящего в состав ФПС. Постоянная составляющая выходного напряжения ИИ, выделяемая ФУПТ, с учетом того, что $f = f_0(\delta n + 1)$ и в соответствии с (118),

$$U_{\text{и, ср}} = U_{\text{и}} t_n f = U_{\text{и}} k_{\text{дч}} (1 + N_0 f_0/f_{\text{гн}}) \delta n + U_{\text{и}} k_{\text{дч}} N_0 f_0/f_{\text{гн}}. \quad (119)$$

Напряжение $U_{\text{и, ср}}$ содержит составляющую $N_0 f_0 k_{\text{дч}} U_{\text{и}}/f_{\text{гн}} = U_1$, не зависящую от δn . Эта составляющая вызвана наличием числа N_0 (116), выбираемого таким образом, чтобы возможная нестабильность мгновенной частоты вращения не привела бы к преждевременному переполнению C_1 . Составляющую U_1 легко устранить, подключив ко входу ФУПТ смещающее напряжение $U_{\text{оп}}$ через резистор $R_{\text{оп}}$. Выходное напряжение ФУПТ

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{и}} k_{\text{дч}} \frac{R_{0, \text{с}}}{R_{\text{г}}} \left(1 + \frac{N_0 f_0}{f_{\text{гн}}} \right) \delta n + \\ + U_{\text{и}} k_{\text{дч}} N_0 \frac{f_0 R_{0, \text{с}}}{f_{\text{гн}} R_{\text{г}}} - U_{\text{оп}} \frac{R_{0, \text{с}}}{R_{\text{оп}}}. \quad (120)$$

При выполнении равенства

$$U_{\text{и}} k_{\text{дч}} N_0 \frac{f_0 R_{\text{о, с}}}{f_{\text{гф}} R_{\text{г}}} = U_{\text{оп}} \frac{R_{\text{о, с}}}{R_{\text{оп}}}, \quad (121)$$

достигаемого подбором $R_{оп}$, для напряжения $U_{вых}$ получаем:

$$U_{\text{BIX}} = k\delta n, \quad (122)$$

где $k = (1 + N_0 f_0 / f_{\text{ГН}}) U_{\text{н}} k_{\text{ДЧ}} R_{0, \text{с}} / R_{\text{Г}}$.

Зависимость k и U_1 от $f_{\text{ГИ}}$ требует стабилизации частоты ГИ, для чего в качестве ГИ следует применить кварцевый генератор.

Необходимо отметить, что число разрядов S_{c1} и S_{c2} должно выбираться, исходя не из длительности периода T , а из длительности, значительно меньшей разности

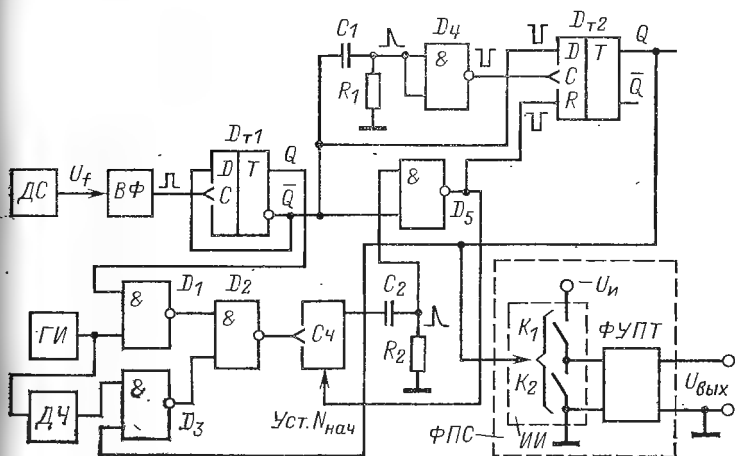


Рис. 36. Преобразователь нестабильности частоты вращения с промежуточным преобразованием в длительность импульсов с одним счетчиком.

периодов (T_0-T), поскольку все равно к концу кодирования в старших разрядах Cc_1 будут всегда записаны единицы.

В рассмотренном преобразователе входные импульсы ФУПТ имеют частоту f , т. е. они образуются каждый период выходного напряжения ДС. Длительность переходного процесса, вызванного скачкообразным измене-

нием f , может быть найдена из формул (19), (19а), (28).

Преобразователь, выполненный по описанной схеме, имеет следующие параметры: $\delta n = 0 \div 0,03$; $f_0 = 50$ Гц; $U_{\text{вых}} = 0 \div 10$ В; основная погрешность преобразования не более 0,1%; дополнительная температурная погрешность в диапазоне температур $20 \pm 40^\circ\text{C}$ не более 0,3%; длительность переходного процесса, вызванного скачкообразным максимальным изменением f не более 1 с. Быстродействие преобразователя может быть повышено путем увеличения f (и f_0) в результате соответствующего изменения конструкции ДС, а также структурными методами, один из которых будет рассмотрен ниже.

Схема может быть существенно упрощена, если один из периодов U_f использовать для образования числа N_T (116а), а другой — для образования интервала $t_{\text{и}}$. В этом случае удастся обойтись одним счетчиком. Функциональная схема такого преобразователя приведена на рис. 36. Фронтами выходных импульсов ВФ переключается триггер D_{T1} , работающий в счетном режиме, и на его выходах формируются прямоугольные импульсы, длительность которых равна периоду T . При переключении D_{T1} в единичное состояние от ГИ через D_1 и D_2 начинают поступать счетные импульсы на C_4 , в который предварительно записано число

$$N_{\text{нач}} = N_{\text{max}} + 1 - f_{\text{ги}} T_0 - N_0. \quad (123)$$

К концу периода в C_4 поступит $f_{\text{ги}} T$ импульсов и в нем оказывается число N_T , определяемое (116а). В момент поступления нового импульса ВФ происходит переключение D_{T1} в нулевое положение и поступление импульсов ГИ на C_4 прекращается. С помощью цепи R_1 , C_1 и инвертора D_4 формируется импульс с длительностью, равной времени установления переходных процессов в C_4 . В результате спада импульса триггер D_{T2} переключается в единичное состояние, открывая элемент D_3 . Через D_3 и D_2 на C_4 начинают поступать импульсы делителя частоты ДЧ, подключенного к выходу ГИ. В момент переполнения C_4 все его триггеры переключаются в нулевое состояние и с помощью цепи R_2 , C_2 и элемента D_5 формируется импульс, устанавливающий D_{T2} в нулевое состояние и записывающий в C_4 начальное число $N_{\text{нач}}$ (123). Всего до момента переполнения в C_4 поступит $N_{\text{сч2}}$ импульсов, определяемое (117), на

что потребуется интервал времени $t_{и}$ (118). В течение этого интервала $D_{т2}$ находится в единичном состоянии. В момент поступления нового импульса ВФ $D_{т1}$ вновь переключается в единичное состояние и цикл повторяется.

Таким образом, на выходе $D_{т2}$ формируются прямоугольные импульсы длительностью $t_{и}$, частота следования которых равна $0,5 f$. Эти импульсы поступают на ФПС, выполненный так же, как и на схеме рис. 35. Описываемая схема, сохраняя высокую точность предыдущей, значительно проще ее. Недостатком ее является меньшее быстродействие, обусловленное вдвое меньшей частотой входных импульсов ФПС.

Преобразователь, построенный по схеме рис. 36, имеет следующие параметры: диапазоны изменения δn : 0—0,02; 0—0,05; 0—0,1; $f_0=500$ Гц; диапазон изменения $U_{вых}$ 0—10 В; основная погрешность, обусловленная нелинейностью характеристики преобразования, не превышает 0,05%; дополнительная температурная погрешность в диапазоне температур $20 \pm 40^\circ\text{C}$ не превышает 0,3%; время установления выходного напряжения с точностью 0,5% при максимальном скачкообразном изменении f не превышает 0,2 с.

Основной причиной низкого быстродействия преобразователей с ФПС является инерционность ФУПТ. Быстродействие можно существенно повысить введением быстродействующего канала преобразования [52]. Основная идея такого способа заключается в том, что импульсы ИИ поступают на вход быстродействующего фильтра постоянной составляющей (БФПС). БФПС осуществляет преобразование в соответствии с формулой (122) за 1—2 периода выходных импульсов ИИ, т. е. за $(2 \div 4) T$ в схеме рис. 35, однако точность такого преобразования невелика. Выходное напряжение БФПС суммируется при помощи сумматора с выходным сигналом точного, но медленного канала; суммарный сигнал пропорционален постоянной составляющей. При изменении T основная часть нового выходного сигнала отрабатывается с высоким быстродействием дополнительным каналом; точный канал создает лишь ту долю выходного сигнала, которая определяется погрешностью дополнительного канала.

На рис. 37 приведена схема такого БФПС. Медленный, т. е. основной канал выполнен на основе обычного

ФУПТ, усиливающего постоянную составляющую напряжения разбаланса ΔU и подавляющего высшие гармоники. Выходное напряжение U_1 ФУПТ поступает на вход сумматора $СМ$, выполненного на основе A_4 ; на два других входа $СМ$ поступают напряжение U_2 БФПС и напря-

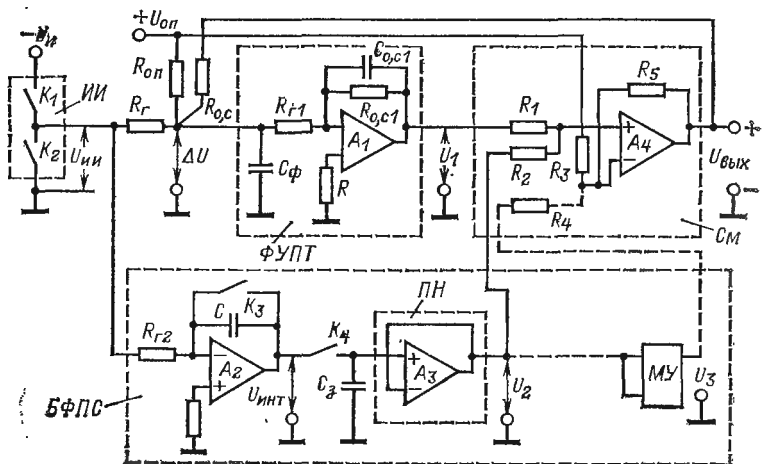


Рис. 37. Быстродействующий ФПС импульсной последовательности.

жение $U_{оп}$. Общая отрицательная обратная связь осуществляется с помощью резистора $R_{0,с}$.

При большом коэффициенте усиления ФУПТ, пренебрегая напряжением смещения нуля и входными токами A_1 , можно считать $\Delta U = 0$; в этом случае

$$U_{вых} = R_{0,с} (U_{ин, ср}/R_{г1} - U_{оп}/R_{оп}) = R_{0,с} (0,5t_{и}fU_{и}/R_{г1} - U_{оп}/R_{оп}). \quad (124)$$

Подставляя в (124) значение $t_{и}$ из (118) и учитывая (121), получаем:

$$U_{вых} = \delta n \cdot 0,5U_{и}k_{дч}R_{0,с}(1 + N_0f_0/f_{гн})/R_{г1} = k\delta n. \quad (124a)$$

В состав БФПС входят интегратор на основе A_2 , запоминающий конденсатор $C_з$, повторитель напряжения A_3 и ключи K_3 , K_4 , управляющие их работой. Во время действия выходного импульса $U_{и}$ ключ K_3 размыкается и интегратор интегрирует напряжение $U_{и}$. К моменту окончания импульса напряжение

$$U_{инт} = U_{инт1} = t_{и}U_{и}/(R_{г2}C). \quad (125)$$

После окончания импульса $U_{и} = 0$ и на выходе интегратора сохраняется напряжение $U_{инт1}$. В этот момент управляющим импульсом, осуществляющим установку начального кода в $C_ч$, производится замыкание ключа K_4 и напряжение $U_{инт1}$ передается на

запоминающий конденсатор C_3 . После окончания управляющего импульса ключ K_4 размыкается и напряжение на конденсаторе C_3 , подключенном ко входу ПН, остается неизменным. Выходное напряжение ПН без учета смещения нуля согласно (118) и (125) равно

$$U_2 = U_{C_3} = U_{\text{инт1}} = U_{\text{и}} [k_{\text{дч}} (T_0 - T) + N_0 k_{\text{дч}} / f_{\text{гн}}] / (R_{\text{г2}} C). \quad (126)$$

После размыкания K_4 ключ K_3 замыкается, разряжая конденсатор C и подготавливая интегратор к очередному циклу. Таким образом, за время одного импульса ИИ осуществляется преобразование длительности $t_{\text{и}}$ в пропорциональное постоянное напряжение U_2 . Это напряжение, имеющее положительную полярность, подается на второй вход СМ. На третий вход СМ подается напряжение $U_{\text{оп}}$. Полагая также, что на четвертый вход СМ подается напряжение U_3 с выхода множительного устройства МУ, и пренебрегая смещением нуля и входными токами A_4 , получаем:

$$U_{\text{вых}} = U_1 R_{\text{п1}} R_5 / R_{\text{п2}} R_1 + U_2 R_{\text{п1}} R_5 / R_{\text{п2}} R_2 - U_{\text{оп}} R_5 / R_3 - U_3 R_5 / R_4, \quad (127)$$

где $R_{\text{п1}} = R_1 \parallel R_2$; $R_{\text{п2}} = R_3 \parallel R_4 \parallel R_5$.

Изменяя R_3 , установим:

$$U_{\text{оп}} R_5 / R_3 = U_{\text{и}} N_0 k_{\text{дч}} / R_{\text{г2}} C f_{\text{гн}}. \quad (128)$$

Полагая вначале $U_3 = 0$, из (126) и (127) получим $\delta T = -(T_0 - T) / T_0$:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} + U_{\text{вых2}}, \quad (129)$$

где

$$U_{\text{вых1}} = U_1 R_5 R_{\text{п1}} / (R_{\text{п2}} R_1) = k_1 U_1; \quad (130)$$

$$U_{\text{вых2}} = U_{\text{и}} k_{\text{дч}} R_5 R_{\text{п1}} T_0 \delta T / C R_{\text{г2}} R_{\text{п2}} R_2 = k_2 \delta T. \quad (131)$$

Напряжение $U_{\text{вых}}$ имеет две составляющие, одна из которых $U_{\text{вых1}} = k_1 U_1$ обусловлена работой основного канала, а вторая $U_{\text{вых2}} = k_2 \delta T$ вырабатывается БФПС.

Первая составляющая зависит от напряжения рассогласования ΔU . При точной работе БФПС требуемая характеристика преобразования (124а) получается только за счет БФПС и при всех значениях δn $\Delta U = U_1 = 0$. В этом случае быстродействие всего преобразователя определяется только быстродействием БФПС. Поскольку, однако, $\delta T \neq \delta n = (T_0 - T) / T$, требуемая характеристика преобразования не может быть обеспечена только за счет работы БФПС и составляющая $U_{\text{вых1}}$, образуемая в результате работы медленного канала, не равна нулю. Если, однако, характеристика преобразования (131) БФПС близка к требуемой (124а), $U_{\text{вых1}}$ по сравнению с $U_{\text{вых2}}$ незначительно и большая часть напряжения $U_{\text{вых}}$ образуется именно за счет работы БФПС. В результате этого скачкообразное изменение δn приводит к образованию большей части напряжения $U_{\text{вых}}$ за время, определяемое быстродействием БФПС, т. е. за $(2-4)T$. К этому напряжению добавляется слагаемое $U_{\text{вых1}}$, вырабатываемое медленным каналом, причем $U_{\text{вых1}} \ll U_{\text{вых2}}$.

На рис. 38,а приведены кривые переходных процессов в схемах с дополнительным каналом и без него, обусловленных скачкообразным изменением $T(\delta n)$ в момент времени $t=0$. Начальный, крутой участок кривой $U_{\text{вых}}$ соответствует работе БФПС (кривая 1);

к концу первого измененного по длительности импульса ИИ напряжение $U_{\text{вых}}$ достигает $U'_{\text{вых}}$, отличающегося от установившегося значения $U_{\text{вых,уст}}$ на $\Delta U_{\text{вых}}$. С напряжением $U'_{\text{вых}}$ суммируется кривая 2, обусловленная работой основного канала. Здесь же показано напряжение U_1 на выходе точного канала (кривая 3). Именно такой вид имеет диаграмма напряжения $U_{\text{вых}}$ в схеме без дополнительного канала.

Отличие между напряжениями $U_{\text{вых2}}$ и $U_{\text{вых}}$ будет тем меньше, чем точнее характеристика преобразования БФПС (131) соответствует требуемой характеристике преобразования всего преобразователя (124а). Выражая в (124а) δn через δT , получим:

$$U_{\text{вых}} = k\delta T / (1 - \delta T). \quad (132)$$

На рис. 38,б приведены зависимости (131) (прямая 1) и (132) (кривая 2), причем коэффициент пропорциональности k_2 выбран таким образом, что прямая 1 проходит через крайние точки кривой 2.

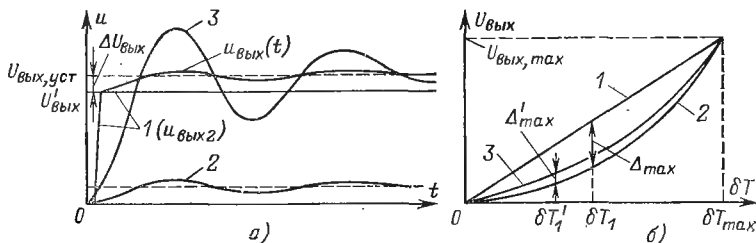


Рис. 38. К анализу динамических характеристик быстродействующего ФПС (а); к оценке линейности быстродействующего ФПС (б).

вой 2. Можно показать, что наибольшее расхождение Δ_{max} между характеристиками имеет место при $\delta T = \delta T_1 \approx 0,5\delta T_{\text{max}}$, причем максимальная приведенная погрешность

$$\gamma_{\text{max}} = \Delta_{\text{max}} / U_{\text{вых max}} \approx 0,25\delta T_{\text{max}}. \quad (133)$$

Это означает, что сразу после окончания переходных процессов в БФПС, вызванных скачкообразным изменением T , напряжение $U_{\text{вых}}$ отличается от установившегося значения $U_{\text{вых,уст}}$ не более чем на $\Delta U_{\text{вых}} = \gamma_{\text{max}} U_{\text{вых max}}$. Так, при $\delta n_{\text{max}} = 0,03$, получаем $\delta T_{\text{max}} = \delta n_{\text{max}} / (1 + \delta n_{\text{max}}) = 0,029$ и $\gamma_{\text{max}} = 0,72\%$. Следовательно, $U_{\text{вых}}$ в данном случае после окончания переходных процессов в БФПС достигает установившегося значения с погрешностью, не превышающей 0,72%.

При больших значениях δn γ_{max} , а значит и $\Delta U_{\text{вых}}$ растут. Так, при $\delta n_{\text{max}} = 0,2$ $\gamma_{\text{max}} = 4,2\%$.

Увеличить значение δn_{max} при сохранении высокой точности БФПС оказывается возможным путем введения в характеристику преобразования БФПС поправки, приближающей характеристику к требуемой (132). Для определения этой поправки разложим функцию (132) по степеням δT , ограничившись для случая малых δT двумя членами разложения:

$$U_{\text{вых2}} = k_3 (\delta T + \delta T^2). \quad (134)$$

Реализуем БФПС таким образом, чтобы он осуществлял вычисления в соответствии с формулой (134), причем коэффициент k_3 подберем так, чтобы кривая (134) прошла через крайние точки кривой (132). Функция (134) построена на рис. 38,б (кривая 3). Исследуя функции (132) и (134), можно показать, что максимальное расхождение между ними $\Delta'_{\max}$ имеет место при $\delta T = \delta T' \approx \delta T_{\max} / \sqrt{3}$, причем максимальная приведенная погрешность, обусловленная этим расхождением, определяется формулой (101). При $\delta n_{\max} = 0,2$ получаем $\gamma_{n\max} = 1,2\%$ и, следовательно, отличие $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{вых,уст}}$ при скачкообразном изменении T на максимальную величину не превышает $1,2\%$ сразу после окончания переходных процессов в БФПС, т. е. через $(2 \div 4)T$.

Наиболее просто дополнительное слагаемое $K_3 \delta T^2$ на выходе БФПС можно получить с помощью аналогового МУ в интегральном исполнении, например, микросхемы 1МА401 (рис. 37). Поскольку поправка $k_3 \delta T^2$ к основному сигналу $k_3 \delta T$ при реальных δn невелика, значение $k_3 \delta T^2$ может быть получено со сравнительно низкой точностью, обеспечиваемой указанным МУ. Такие МУ являются практически безынерционными.

Рассмотренный способ повышения быстродействия применим и в схемах рис. 31 и 35. Быстродействие их в этом случае может быть доведено до $(1 \div 2)T$.

Необходимо отметить, что максимальное быстродействие имеет место при начальной настройке, когда характеристика преобразования 3 БФПС (см. рис. 38,б) проходит через крайние точки требуемой характеристики преобразования 2. Такую настройку можно осуществить, устанавливая при нулевом U_1 с помощью резистора R_3 $U_{\text{вых}} = 0$, когда $\delta n = 0$ и с помощью резистора R_5 $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых, max}}$, когда $\delta n = \delta n_{\max}$. Сопротивления резисторов R_2 и R_4 выбираются равными расчетным значениям.

При изменении начальных условий, например температуры, происходят смещение характеристики преобразования и изменение ее крутизны. Первое приводит к появлению некоторого постоянного напряжения U_1 , не зависящего от δn и, следовательно, не влияющего на быстродействие. Второе вызывает изменение U_1 при изменении δn , т. е. включение в работу медленного (основного) канала и уменьшение быстродействия преобразователя. По этой причине БФПС должен обладать возможно большей стабильностью крутизны преобразования, которая определяется элементами R_{12} , C , R_2 , R_4 , R_5 . Последние в связи с этим должны выбираться термостабильными.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ВРАЩАЮЩИХ МОМЕНТОВ

13. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В настоящее время разработано и применяется на практике большое количество различных способов и устройств для измерения вращающих моментов [1, 11, 16, 23—25]. Ряд из них связан с измерением мгновенных значений токов и потоков и последующим вы-

числением момента по измеренным параметрам. В основу этих способов положены идеализированные зависимости, которые отличаются от характеристик реальных машин, что обычно приводит к существенным погрешностям.

Большое распространение на практике получили так называемые балансирующие моментомеры, основанные на измерении реактивного момента, действующего на статор двигателя, связанный с фундаментом при помощи упругих элементов. Возникающие в последних деформации определяются моментом двигателя и используются для его измерения. Недостатками балансирующих моментометров являются неудовлетворительные динамические характеристики и сложность конструкций балансирующих машин. Поэтому такие моментомеры используются в основном в случае двигателей небольшой мощности, а также при измерениях в установившемся режиме.

Существует группа способов определения вращающих моментов электродвигателей, называемых параметрическими [23]. Наибольшее распространение среди них получили способ тормоза и способ тарированного генератора. Однако автоматизировать процесс измерения при помощи этих методов затруднительно.

Моментомеры, у которых вращающий момент передается через измерительный упругий элемент, причем его измерение производится по углу закручивания или поверхностному напряжению в упругом элементе, называются крутильными. В пределах действия закона Гука эти деформации пропорциональны вращающему моменту и поэтому по градуировочной характеристике упругого элемента, называемого торсионом, такой моментомер можно отградуировать непосредственно в единицах вращающего момента.

По способу измерения угла закручивания крутильные моментомеры можно разделить на [24] механические, гидравлические, оптические и электрические. Наибольшее распространение в настоящее время получили электрические крутильные моментомеры. Такие моментомеры являются наиболее удобными для преобразования измеряемого момента в сигналы постоянного тока, напряжения или в цифровой код, используемые для регистрации. В свою очередь электрические моментомеры делятся на тензометрические, индуктивные, емкостные, фотоэлектрические, магнитострикционные. Ряд электрических крутильных моментометров рассмотрен в [24]. Наибольшее распространение среди них получили тензометрические крутильные моментомеры, которым и посвящена настоящая глава.

Применение тензодатчиков для измерения момента основано на явлении увеличения электрического сопротивления металла при его растяжении и уменьшении при сжатии. Датчик наклеивается на поверхность, где требуется измерять механические напряжения в направлении действия этих напряжений, и включается как плечо моста. Вторым плечом является обычно такой же датчик, имеющий в ненапряженном состоянии одинаковое с первым сопротивление. Этот датчик наклеивается либо на ненапряженный брусок, находящийся при той же температуре, что и первый, либо на поверхность первого бруска в направлении, в котором механические напряжения не вызывают продольных деформаций датчика, либо в направлении, в котором деформации противоположны по знаку деформациям первого датчика (если, например, первый датчик подвергается растяжению, второй работает на сжатие). В первых двух случаях второй датчик используется только для температурной компенсации,

в третьем — он также является рабочим, увеличивая чувствительность мостовой схемы. Для повышения чувствительности мост может быть выполнен на четырех рабочих датчиках, два из которых работают на растяжение, а два других на сжатие.

При измерении напряжений на поверхности скручиваемого цилиндрического вала обычно учитывается, что наибольшие напряжения растяжения и сжатия, а потому и соответствующие им деформации равны, взаимно перпендикулярны и направлены под углом 45° к оси вала; тензодатчики наклеиваются рядом друг с другом на поверхность вала под этими углами.

Если измерение момента производится у неподвижной машины, а также в случае применения балансирных моментометров, наклеенные тензодатчики с помощью соединительных проводов непосредственно соединяются с остальной частью схемы, причем измерительный преобразователь выходного напряжения моста располагается вне вала. Если же тензодатчики наклеиваются на вращающийся вал, связь их с остальной частью измерительной схемы осуществляется посредством скользящих контактов того или иного вида либо на вращающемся валу размещаются весь мост, источник питания и измерительный преобразователь, выходной сигнал которого с помощью контактного или бесконтактного канала связи передается на показывающую и регистрирующую аппаратуру.

При измерении момента на неподвижном валу чаще всего применяется питание моста постоянным током. Само измерение можно производить либо путем уравнивания моста изменением сопротивлений, входящих в состав других плеч, либо оценивая выходное напряжение в измерительной диагонали неравновесного моста. Последнее обычно не превышает единиц милливольт, в связи с чем оно должно усиливаться с помощью усилителей постоянного тока. Преобразователи первого типа имеют низкое быстродействие и не позволяют получить сигнал, удобный для регистрации; преобразователи на основе неравновесных мостов свободны от этих недостатков. Поэтому в тех случаях, когда необходимо производить автоматическую регистрацию вращающего момента, применение равновесных мостовых схем нецелесообразно.

В случае измерения момента на вращающемся валу мостовая схема обычно является неравновесной; питание моста может осуществляться как переменным, так и постоянным током. Различные варианты применяемых схем будут рассмотрены ниже.

В данной главе проводится анализ различных измерительных схем с тензодатчиками, при питании их постоянным и переменным током, а также измерительных преобразователей выходного напряжения этих схем. Среди них рассматриваются преобразователи выходного сигнала тензометров с использованием усилителей переменного тока, усилителей постоянного тока без преобразования усиленного сигнала, с преобразованием его в сигнал переменного тока и с автоматической коррекцией дрейфа. Исследуются измерительные преобразователи с частотно-импульсной и широтно-импульсной модуляцией, предназначенные для бесконтактной передачи информации с вращающегося вала. Систематизированы результаты исследований и разработок измерительных преобразователей выходного сигнала тензомоста в частоту синусоидального напряжения, выполненных на основе управляемых *RC*-генераторов синусоидальных колебаний.

14. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТЕНЗОДАТЧИКОВ

При измерении вращающих моментов обычно используются, как уже отмечалось, два или четыре рабочих датчика. В первом случае два других плеча моста представляют собой стабильные резисторы, находящиеся вне упругого элемента либо также размещаемые на нем. Схема моста с двумя рабочими датчиками, из которых один R_1 работает на растяжение, а другой R_2 на сжатие, приведена на рис. 39,а. Пусть сопротивления

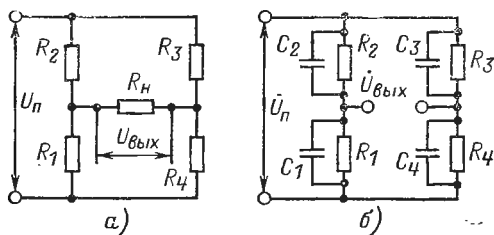


Рис. 39. Мостовая схема с тензорезисторами (а); к анализу мостовой схемы с учетом паразитных емкостей (б).

датчиков при номинальной температуре равны R ; приращения сопротивления: обусловленное деформацией ΔR , температурой ΔR_t . Приращения ΔR имеют разные знаки, а ΔR_t — одинаковые. Следовательно, $R_1 = R + \Delta R + \Delta R_t$; $R_2 = R - \Delta R + \Delta R_t$. Примем $R_3 = R_4 = R$ и будем считать, что это равенство сохраняется независимо от температуры; тогда для выходного напряжения моста, пользуясь методом эквивалентного генератора, можно получить:

$$U_{\text{вых}} = 0,5U_{\text{п}} \frac{\delta R}{1 + \delta R_t} \times \frac{1}{1 + c + 0,5c\delta R_t - 0,5c\delta R^2 / (1 + \delta R_t)} \quad (135)$$

где $\delta R = \Delta R / R$; $\delta R_t = \Delta R_t / R$; $c = R / R_n$.

Как видно из (135), вследствие конечного сопротивления нагрузки ($c \neq 0$) $U_{\text{вых}}$ нелинейно зависит от δR . Поскольку, однако, δR не превышает тысячных долей единицы, последним слагаемым в знаменателе выражения (135), содержащим δR^2 , можно пренебречь; тогда

$$U_{\text{вых}} = 0,5U_{\text{п}} \delta R / [(1 + \delta R_t)(1 + c + 0,5c\delta R_t)]. \quad (136)$$

При работе схемы на холостом ходу, $c=0$ ($R_H=\infty$), из (136) имеем:

$$U_{\text{ВЫХ}} = 0,5 U_{\Pi} \delta R / (1 + \delta R_t). \quad (137)$$

Зависимости (136) и (137) являются линейными; однако $U_{\text{ВЫХ}}$ зависит не только от δR , но и от температурного изменения δR_t сопротивления тензорезисторов.

Оценим температурную погрешность схемы. При номинальной температуре $\delta R_t=0$ и $U_{\text{ВЫХ}}=U_{\text{ВЫХ,НОМ}}$; из (136) получаем:

$$U_{\text{ВЫХ,НОМ}} = 0,5 U_{\Pi} \delta R / (1 + c). \quad (138)$$

Максимальная абсолютная температурная погрешность имеет место при максимальной деформации ($\delta R = \delta R_{\text{max}}$) и равна:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{ВЫХ max}} &= U_{\text{ВЫХ max}} - U_{\text{ВЫХ,НОМ max}} = \\ &= \frac{U_{\Pi} \delta R_{\text{max}}}{2(1 + \delta R_t)(1 + c + 0,5c\delta R_t)} - \frac{U_{\Pi} \delta R_{\text{max}}}{2(1 + c)}. \end{aligned} \quad (139)$$

Максимальная приведенная температурная погрешность, если пренебречь малыми величинами, определяется выражением

$$\gamma_{t \text{ max}} = \Delta U_{\text{ВЫХ max}} / U_{\text{ВЫХ,НОМ max}} = -\delta R_t (1 + 1,5c) / (1 + c). \quad (140)$$

Обычно $R_H \gg R$, т. е. $c \ll 1$. Для случая холостого хода ($c=0$) имеем:

$$\gamma_{t \text{ max}} = -\delta R_t. \quad (141)$$

Таким образом, температурная погрешность моста близка к δR_t ; полагая, что тензодатчики выполнены из константана с ТКС $25 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, а температура изменяется на 10°C , получаем при $c=0$ $|\gamma_{t \text{ max}}| = 0,025\%$. Такое значение $\gamma_{t \text{ max}}$ значительно меньше других погрешностей преобразования и может не учитываться. Следует, однако, сделать одно существенно важное замечание: полученные формулы (140) и (141) справедливы при условии, что ТКС обоих тензодатчиков строго одинаковы; в противном случае температурная погрешность резко возрастает, поскольку разница в ТКС воспринимается мостом так же, как появление δR в результате деформации датчиков.

Рассмотрим теперь мостовую схему с четырьмя рабочими датчиками (рис. 39,а), два из которых R_1 и R_3

работают на растяжение, а два других R_2 и R_4 — на сжатие. Будем считать, что тензорезисторы R_1 , R_2 и R_3 , R_4 имеют попарно одинаковый ТКС. Следовательно, $R_1=R_2=R\pm\Delta R+\Delta R_{t1}$; $R_3=R_4=R\pm\Delta R+\Delta R_{t2}$. Для выходного напряжения такого моста, пренебрегая малыми величинами, можно получить

$$U_{\text{вых}} = U_{\Pi} \delta R [1 - 0,5 (\delta R_{t1} + \delta R_{t2}) (1 + 2c) / (1 + c)] / (1 + c), \quad (142)$$

где $\delta R_{t1} = \Delta R_{t1} / R$; $\delta R_{t2} = \Delta R_{t2} / R$; ΔR_{t1} и ΔR_{t2} — температурные изменения сопротивлений датчиков R_1 , R_2 и R_3 , R_4 соответственно.

При номинальной температуре $\delta R_{t1} = \delta R_{t2} = 0$ и

$$U_{\text{вых, ном}} = U_{\Pi} \delta R / (1 + c). \quad (143)$$

Следовательно, выходное напряжение моста с четырьмя рабочими датчиками вдвое выше, чем у моста с двумя датчиками. Максимальная приведенная температурная погрешность

$$\begin{aligned} \gamma_{t \max} &= \Delta U_{\text{вых, ном}} / U_{\text{вых, ном}} = \\ &= -0,5 (\delta R_{t1} + \delta R_{t2}) (1 + 2c) / (1 + c). \end{aligned} \quad (144)$$

В случае, если все четыре датчика имеют одинаковый ТКС ($\delta R_{t1} = \delta R_{t2} = \delta R_t$)

$$\gamma_{t \max} = -\delta R_t (1 + 2c) / (1 + c). \quad (145)$$

При работе моста на холостом ходу ($c=0$) из (142) — (144) получаем:

$$U_{\text{вых}} = \delta R U_{\Pi} [1 - 0,5 (\delta R_{t1} + \delta R_{t2})]; \quad (146)$$

$$U_{\text{вых, ном}} = \delta R U_{\Pi}; \quad (147)$$

$$\gamma_{t \max} = -0,5 (\delta R_{t1} + \delta R_{t2}). \quad (148)$$

Оценим выходной сигнал тензомоста для следующих данных: $U_{\Pi} = 10$ В; $\delta R = 0,001$; $c = 0$. Из (147) $U_{\text{вых, ном}} = 10$ мВ. Для моста с двумя рабочими датчиками, как следует из (138), $U_{\text{вых, ном}} = 5$ мВ.

Выше были рассмотрены тензометрические мосты, питаемые постоянным током. При питании моста переменным током приходится учитывать наличие паразитных емкостей монтажа, шунтирующих тензодатчики. Эти емкости приводят к появлению на выходе моста дополнительного сигнала, не зависящего от δR . Он соизмерим,

а иногда и превышает полезный сигнал, вызываемый деформацией, т. е. δR .

Рассмотрим в качестве примера тензометрический мост, работающий на холостом ходу с четырьмя рабочими плечами, каждое из которых зашунтировано паразитной емкостью (рис. 39,б). В общем случае эти емкости неодинаковы. Для выходного напряжения моста нетрудно получить ($R_1=R_3=R+\Delta R$; $R_2=R_4=R-\Delta R$):

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\Pi}}{2} \frac{2\delta R - 0,5\omega^2(1-\delta R^2)(T_2T_4 - T_3T_1) +}{1 - \omega^2T_{12}T_{34}(1-\delta R^2)^2 +} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{+j\omega(1-\delta R^2)[T_{21}(1+\delta R) - T_{13}(1-\delta R)]}{+j\omega(1-\delta R^2)(T_{12} + T_{34})}, \end{aligned} \quad (149)$$

где $T_i = C_i R_i$; $T_{ij} = 0,5(T_i + T_j)$, ($i \neq j$); ω — угловая частота напряжения питания.

Обычно емкость C_i не превышает сотен пикофарад, и вследствие низкоомности датчиков значения ωT_i , $(\omega T_i)^2$ ничтожно малы по сравнению с единицей и ими можно пренебречь в знаменателе. Пренебрегая также вторым слагаемым в числителе выражение (149) приводим к виду

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} \approx \dot{U}_{\Pi} \delta R + j \cdot 0,5 \dot{U}_{\Pi} \omega (T_{24} - T_{13}) = \\ = U_{\text{вых, пол}} + j U_{\text{вых, кв}}. \end{aligned} \quad (150)$$

Следовательно, $\dot{U}_{\text{вых}}$ имеет две составляющие, первая из которых, пропорциональная δR , совпадает по фазе с $\dot{U}_{\Pi}$, а вторая, не зависящая от δR , сдвинута относительно $\dot{U}_{\Pi}$ на 90° . Вторую составляющую называют также квадратурной помехой. Отделить полезный сигнал $U_{\text{вых, пол}}$ от квадратурной помехи $U_{\text{вых, кв}}$ удастся с помощью фазочувствительных схем, из которых наиболее часто используются фазочувствительные выпрямители.

Выходное напряжение всех рассмотренных тензомостов пропорционально напряжению питания, которое, в связи с этим, необходимо стабилизировать. Если создание даже прецизионных стабилизаторов постоянного напряжения при современной элементной базе не представляет серьезных трудностей, то стабилизация напряжения переменного тока — достаточно сложная самостоятельная задача, которую приходится решать при питании мостов переменным током.

15. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ТЕНЗОМОСТОВ, ПИТАЕМЫХ ПЕРЕМЕННЫМ ТОКОМ

Выходной сигнал тензометрических мостов (ТМ), как видно из рассмотренных примеров, чаще всего не превышает нескольких милливольт и требует усиления. В зависимости от того, каким напряжением питается

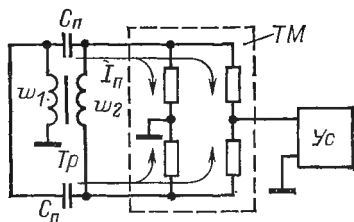


Рис. 40. К образованию емкостных паразитных токов.

мост — постоянным или переменным — приходится применять соответственно усилители постоянного или переменного тока. Последние имеют определенные преимущества, главным из которых является отсутствие напряжения смещения нулевого уровня и связанного с ним температурного и временного дрейфа. Однако питание

ТМ переменным током имеет также и ряд недостатков. Одним из главных является наличие квадратурного сигнала $U_{\text{вых,кв}}$ на выходе моста, обусловленного паразитными емкостями датчиков, подводящих проводов и монтажа. Этот сигнал существует на выходе полностью сбалансированного на постоянном токе ТМ, причем, как показано выше, он сдвинут на 90° относительно напряжения $U_{\text{п}}$. Часто $U_{\text{вых,кв}}$ соизмерим или даже превышает полезный сигнал $U_{\text{вых,пол}}$.

Распространенными способами борьбы с квадратурной помехой являются использование дополнительных подстроечных конденсаторов и применение после усиления фазочувствительного выпрямления. Оба способа требуют усложнения схемы преобразователя и не всегда позволяют получить нужный эффект.

Необходимость выпрямления усиленного сигнала и последующей фильтрации снижает быстродействие преобразователя из-за инерционности фильтров. Для повышения быстродействия можно увеличить частоту питающего ТМ напряжения, однако при этом возрастает квадратурная помеха.

При питании ТМ переменным током особое внимание следует обратить на способ подключения источника питания. На рис. 40 приведена схема, в которой питающее напряжение образуется на вторичной обмотке питающего трансформатора Tr , не соединенной

с общей точкой схемы. Напряжение первичной обмотки образует относительно общей точки. Один из выводов измерительной диагонали подключен ко входу усилителя $Ус$, а второй заземлен. Вследствие наличия паразитных межобмоточных емкостей C_{Π} , схематически показанных на рисунке, через мост и входную цепь усилителя протекают паразитные токи I_{Π} , создающие на выходе усилителя напряжение той же частоты, что и полезный сигнал. От полезного сигнала это напряжение можно отличить по фазовому сдвигу, который близок к 90° . Для уменьшения этого паразитного сигнала следует по возможности уменьшать межобмоточные емкости, что достигается экранированием и разнесением обмоток, однако наиболее эффективным является заземление источника питания моста.

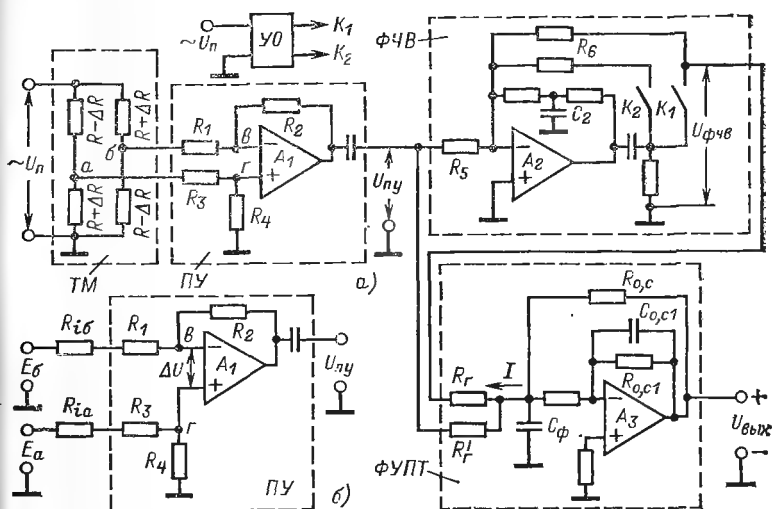


Рис. 41. Измерительный преобразователь выходного сигнала $ТМ$, питаемого переменным током.

При этом выводы $ТМ$ оказываются отделенными от общей точки схемы, в связи с чем усилители с заземленным входом не могут быть применены.

На рис. 41,а приведена принципиальная схема измерительного преобразователя к $ТМ$ с заземленным источником питания. Выводы измерительной диагонали $ТМ$ с четырьмя рабочими датчиками соединены с двумя входами предварительного усилителя $ПУ$, выполненного по схеме усилителя разности двух напряжений [35] на основе интегрального операционного усилителя A_1 . При большом коэффициенте усиления A_1 разность потенциалов ΔU между входами усилителя (точки $в$ и $г$) ничтожно мала. Полагая $\Delta U = 0$ и представляя каждую ветвь $ТМ$ в виде источника ЭДС E_a и E_b , соединенного последовательно с внутренним сопротивлением ветви R_{ia} или R_{ib} (рис. 41,б), для потенциалов точек $в$ и $г$ получаем:

$$\varphi_r = E_a R_4 / (R'_3 + R_4); \quad \varphi_b = E_b R_2 / (R'_1 + R_2) + U_{пу} R'_1 / (R'_1 + R_2), \quad (151)$$

где

$$E_a = 0,5U_{\Pi} (1 + \delta R); \quad E_b = 0,5U_{\Pi} (1 - \delta R); \quad \delta R = \Delta R/R;$$

$$R'_1 = R_1 + R_{i6}; \quad R'_3 = R_3 + R_{ia};$$

$$R_{ia} = R_{i6} = (R + \Delta R) \parallel (R - \Delta R) = 0,5R (1 - \delta R^2) \approx 0,5R.$$

Приравнявая φ_R и φ_V и решая полученное уравнение относительно U_{Π} , находим:

$$U_{\Pi} = \frac{U_{\Pi}}{2} \left(\frac{R_4}{R'_3 + R_4} \frac{R'_1 + R_2}{R'_1} - \frac{R_2}{R'_1} \right) + \\ + \frac{U_{\Pi}}{2} \left(\frac{R_4}{R'_3 + R_4} \frac{R'_1 + R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R'_1} \right) \delta R. \quad (152)$$

Потребуем, чтобы при $\delta R = 0$ напряжение $U_{\Pi} = 0$. Для этого, очевидно, необходимо выполнить равенство

$$R_4 (R'_1 + R_2) / (R'_3 + R_4) R'_1 = R_2 / R'_1. \quad (153)$$

Полагая, что это равенство выполняется, из (152) получаем:

$$U_{\Pi} = \delta R U_{\Pi} R_2 / R'_1. \quad (154)$$

Вследствие малости δR равенство (153) должно выполняться весьма точно, поскольку даже незначительное его нарушение приводит к появлению первого слагаемого (152), соизмеримого или даже превышающего второе. Пусть, например, в результате изменения сопротивлений резисторов равенство (153) нарушилось, причем левая часть его оказалась равной $R_2(1+a)/R'_1$. Тогда первое слагаемое (152) равно:

$$U_{\Pi 1} = 0,5U_{\Pi} a R_2 / R'_1.$$

Приведенная погрешность ПУ, обусловленная $U_{\Pi 1}$,

$$\gamma = U_{\Pi 1} / U_{\Pi \max} = 0,5a / \delta R_{\max}. \quad (155)$$

При $\delta R_{\max} = \gamma = 0,001$ допустимое значение $a \leq 2 \cdot 10^{-6}$. Столь малое значение a накладывает определенные ограничения на выбор резисторов R_1, R_2 и R_3, R_4 . В частности, все они, или хотя бы указанные пары должны иметь строго одинаковый ТКС, что может быть достигнуто использованием резисторных матриц. В дальнейшем будем полагать, что равенство (153) выполняется.

Напряжение U_{Π} поступает на ключевой фазочувствительный выпрямитель ФЧВ, выполненный на основе A_2 [14]. Входящие в состав ФЧВ ключи K_1, K_2 поочередно замыкаются, управляемые выходными импульсами усилителя-ограничителя УО, осуществляющего ограничение напряжения U_{Π} . С учетом наличия квадратурной помехи выходное напряжение ПУ равно (полагаем, что ТМ питается синусоидальным напряжением):

$$u_{\Pi} = U_{m \text{ сф}} \sin \omega t + U_{m \text{ кв}} \cos \omega t, \quad (156)$$

где $U_{m \text{ сф}}$ и $U_{m \text{ кв}}$ — амплитуды синфазной и квадратурной составляющих напряжения U_{Π} .

Сигналы, управляющие ключами K_1 и K_2 , совпадают по фазе с синфазной составляющей и сдвинуты на 90° относительно квадратурной. Вследствие этого постоянная составляющая выходного на-

пряжения $\Phi_{\text{ЧВ}}$, с учетом того, что каждый ключ замкнут в течение половины периода,

$$U_{\text{фчв, ср}} = \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{пу}} dt = U_{\text{мсф}} R_6 / \pi R_5, \quad (157)$$

т. е. пропорциональна только синфазной составляющей $U_{\text{пу}}$ и не зависит от квадратурной.

Выделение постоянной составляющей $U_{\text{фчв}}$ осуществляется $\Phi\text{УПТ}$, выполненным на основе A_3 . Такой $\Phi\text{УПТ}$ подробно рассмотрим в § 3. Выходное напряжение $\Phi\text{УПТ}$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{фчв, ср}} R_{\text{с, с}} / R_{\text{г}} = U_{\text{мсф}} R_{\text{с, с}} R_6 / \pi R_{\text{г}} R_5. \quad (158)$$

Благодаря введению резистора $R'_{\text{г}}$ входной ток I $\Phi\text{УПТ}$ оказывается двухполупериодно выпрямленным, что позволяет уменьшить постоянные времени $\Phi\text{УПТ}$ и повысить его быстродействие. При частоте напряжения питания, равной 1 кГц, время установления выходного напряжения $\Phi\text{УПТ}$ с погрешностью 1% при скачкообразном изменении R не превышает 50 мс. Повышение быстродействия может быть достигнуто введением в схему $\Phi\text{УПТ}$ дополнительного быстродействующего канала [52], осуществляющего выделение постоянной составляющей $U_{\text{фчв}}$ со сравнительно низкой точностью в течение 1—2 периодов $U_{\text{п}}$.

Рассмотренный в настоящем параграфе преобразователь отличается высокими метрологическими, а при использовании дополнительного канала — и динамическими характеристиками. Однако размещение его на вращающемся валу вместе со стабилизированным источником питания затруднительно из-за сравнительной сложности схемы. Поэтому наиболее целесообразно использовать подобные преобразователи при разработке балансирных моментометров, размещая на торсине только тензомост, питание которого и снятие выходного сигнала осуществляются с помощью соединительных проводов.

16. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ТЕНЗОМОСТОВ НА ОСНОВЕ УПТ БЕЗ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

При питании моста постоянным током удастся осуществить полную балансировку ненагруженного моста благодаря отсутствию квадратурной помехи, при этом существенно упрощается проблема стабилизации питающего напряжения. В связи с тем, что выходной сигнал моста также является напряжением постоянного тока, для его усиления принципиально могут быть использованы усилители постоянного тока (УПТ) без преобразования, обладающие наибольшим быстродействием. Недостатком таких преобразователей является температурный и временной дрейф УПТ, приводящий в ряде

фект можно получить, заземляя источник питания, т. е. объединяя один из его выводов с общей точкой усилителя, как например, на рис. 41. В этом случае усилитель должен иметь незаземленный вход.

Другим способом является применение двух источников питания, имеющих общую точку и связанный с этим переход от мостовой к так называемой дифференциальной измерительной схеме с двумя рабочими датчиками.

На рис. 42,а приведена схема преобразователя с заземленным источником питания, в котором выходное напряжение моста поступает на УПТ, выполненный по схеме усилителя разности двух напряжений [35]. На рис. 42,б показана эквивалентная схема преобразователя. В отличие от схемы рис. 41,б здесь наряду с полезной составляющей $U_{\text{вых,пол}}$, обусловленной выходным сигналом тензомоста и определяемой при выполнении условия (153) по аналогии с (154) формулой

$$U_{\text{вых, пол}} = \delta R U_{\text{п}} R_2 / R'_1, \quad (159)$$

действует составляющая $U_{\text{вых, см}}$, вызванная напряжением смещения нуля усилителя A и его входными токами $I_{\text{вх1}}$ и $I_{\text{вх2}}$. Приравнивая к нулю ЭДС E_a и E_b в схеме рис. 42,б, можно получить ($\beta \approx R'_1 / R_2$):

$$U_{\text{вых, см}} \approx U_{\text{см}} / \beta + [I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}} (R'_3 \parallel R_4) / (R'_1 \parallel R_2)] R_2. \quad (160)$$

Для уменьшения токовой составляющей $U_{\text{вых, см}}$ следует принять:

$$R'_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_2, \quad (161)$$

тогда

$$U_{\text{вых, см}} = U_{\text{см}} / \beta + I_p R_2, \quad (162)$$

где $I_p = I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}}$ — разностный ток A .

Напряжение $U_{\text{вых, см}}$ неотличимо от полезного сигнала и приводит к появлению погрешности преобразования. Ее приведенное значение

$$\gamma_{\text{см}} = \frac{U_{\text{вых, см}}}{U_{\text{вых, пол max}}} = \frac{U_{\text{см}} / \beta + I_p R_2}{U_{\text{п}} \delta R_{\text{max}} R_2 / R'_1}. \quad (163)$$

Пусть, например, $R_2 / R'_1 = 10^3$; $R'_1 = 5$ кОм; $R_2 = 5$ МОм; $\delta R_{\text{max}} = 10^{-3}$; $U_{\text{п}} = 10$ В; $U_{\text{см}} = 2$ мВ и $I_p = 0,2$ мкА, тогда из (163) получаем $\gamma_{\text{см}} = 30\%$. Как видно, погрешность $\gamma_{\text{см}}$ недопустимо велика даже при сравнительно малых $U_{\text{см}}$ и I_p . Сигнал $U_{\text{вых, см}}$ можно полностью устранить начальной подстройкой нулевого уров-

ия, осуществляемой при нулевом значении измеряемого момента ($\delta R=0$) перемещением движка потенциометра $R_{\text{пот}}$ до тех пор, пока $U_{\text{вых}}=0$; при этом на низкоомном резисторе R''_4 выделяется напряжение, компенсирующее действие $U_{\text{см}}$ и I_p . Такая подстройка позволяет скомпенсировать также и начальное напряжение на выходе моста, обусловленное неодинаковостью сопротивлений его плеч. Очевидно, что компенсация имеет место для данных значений $U_{\text{см}}$ и I_p , т. е. при температуре подстройки. Изменение температуры приводит к изменению $U_{\text{см}}$ и I_p и появлению вследствие этого напряжения $U_{\text{вых,см}}$. Приведенная температурная погрешность определяется выражением

$$\gamma_{\text{смт}} = \frac{\Delta U_{\text{см}} \Delta t / \beta + \Delta I_p \Delta t R_2}{U_n \delta R_{\text{max}} R_2 / R'_1}, \quad (164)$$

где $\Delta U_{\text{см}}$ и ΔI_p — температурные изменения $U_{\text{см}}$ и I_p при изменении температуры на 1°C ; Δt — температурный диапазон.

Для усилителя типа К1УТ531А можно принять $\Delta U_{\text{см}} = 20 \text{ мкВ} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$, $\Delta I_p = 2 \text{ нА} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$. Тогда для данных рассмотренного примера при $\Delta t = \pm 20^\circ\text{C}$ получаем $\gamma_{\text{смт}} = 6\%$. Вместе с тем при работе в более узком температурном диапазоне получаемая погрешность может оказаться приемлемой.

В схеме рис. 43,а используется не мостовая, а дифференциальная измерительная схема [27], в которой применяются два рабочих датчика. Питание ее осуще-

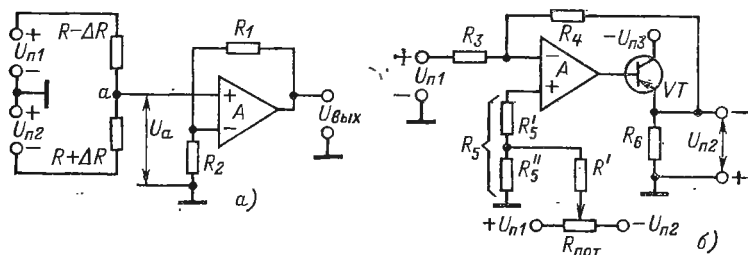


Рис. 43. Преобразователь выходного сигнала неравновесной дифференциальной измерительной схемы (а); схема источника питания (б).

ствляется от двух заземленных разнополярных источников U_{n1} и U_{n2} , причем выходное напряжение U_a образуется относительно общей точки. Благодаря этому для его усиления может быть применен усилитель с заземленным входом. На рис. 43,а этот усилитель выполнен с последовательной ООС и обладает в связи с этим большим входным сопротивлением $R_{\text{вх,ус}}$. Полагая

$R_{вх, ус} = \infty$, получаем:

$$U_a = 0,5(U_{п1} - U_{п2}) + 0,5\delta R(U_{п1} + U_{п2}). \quad (165)$$

Выберем $U_{п1} = U_{п2} = U_n$; в этом случае

$$U_a = U_n \delta R. \quad (166)$$

Следовательно, характеристика преобразования дифференциальной схемы, работающей на холостом ходу, является строго линейной и проходит через начало координат.

Для выходного напряжения усилителя, полагая $R_1 \parallel R_2 = 0,5 R$, можно получить:

$$U_{ввх} = U_n \delta R (1 + R_1/R_2) k_p / (1 + k_p) + U_{ввх, см},$$

где k_p — коэффициент усиления разомкнутого усилителя; $k_p = k_U R_2 / (R_1 + R_2)$; $U_{ввх, см} = U_{см} (1 + R_1/R_2) + I_p R_1$.

Напряжение $U_{ввх, см}$ образует начальную составляющую $U_{ввх}$, имеющую место при $\delta R = 0$. Эту составляющую можно устранить начальной регулировкой, осуществляемой либо в самом усилителе, либо изменением одного из питающих напряжений. В этом случае составляющая $U_{ввх, см}$ появляется только при изменении температуры в результате температурных изменений $U_{см}$ и I_p . Температурная погрешность преобразователя имеет тот же порядок, что и в предыдущем случае.

Вследствие малости δR равенство $U_{п1} = U_{п2}$ в рассматриваемом преобразователе должно выполняться весьма точно, так как даже незначительное изменение одного из напряжений приводит к появлению первого слагаемого (165), соизмеримого или даже превышающего максимальное значение второго.

Оценим допустимое значение взаимной неустойчивости питающих напряжений $\alpha = (U_{п1} - U_{п2}) / U_n$. Пусть, например, напряжение $U_{п1}$ изменилось и стало равным $U_{п1} = U_n (1 + \alpha)$. Тогда появляется первое слагаемое (165), равное $0,5\alpha U_n$, вызывающее появление погрешности

$$\gamma_1 = 0,5\alpha / \delta R_{max}. \quad (167)$$

Задаваясь $\gamma_1 = \gamma_{1 доп}$, из (167) легко найти допустимую взаимную неустойчивость $\alpha_{доп}$:

$$\alpha \leq \alpha_{доп} = 2\delta R_{max} \gamma_{1 доп}. \quad (168)$$

Пусть, например, $\delta R_{max} = 10^{-3}$; $\gamma_{1 доп} = 0,005$. Тогда $\alpha_{доп} = 0,001\%$. Разнополярные источники питания с такой

малой взаимной нестабильностью могут быть построены с использованием высокоточного инвертирующего усилителя постоянного тока, на вход которого подается первое напряжение, а на выходе образуется второе. На рис. 43,б приведена схема такого усилителя. Эмиттерный повторитель на транзисторе VT позволяет получить требуемый ток нагрузки; в качестве напряжения $U_{пз}$ повторителя можно использовать одно из питающих напряжений A . Любые изменения $U_{п1}$ в такой схеме будут, очевидно, приводить к таким же изменениям $U_{п2}$.

При выборе $R_3=R_4$, $R_5=0,5 R_3$ выходное напряжение усилителя

$$U_{п2} = -U_{п1} + U_{\text{вых, см}} \quad (169)$$

где $U_{\text{вых, см}} = U_{\text{см}} + I_p R_3$.

С помощью потенциометра $R_{\text{пот}}$ напряжение $U_{\text{вых, см}}$ можно полностью скомпенсировать; тогда остается только температурная погрешность

$$U_{\text{вых, см } t} = \Delta U_{\text{см}} \Delta t + \Delta I_p \Delta t R_4. \quad (170)$$

При $U_{п1}=9$ В $\Delta t=\pm 20^\circ\text{C}$; $R_3=1$ кОм; $\Delta U_{\text{см}}=\pm 20$ мкВ $\cdot^\circ\text{C}^{-1}$; $\Delta I_p=3$ нА $\cdot^\circ\text{C}^{-1}$; $U_{\text{вых, см } t}=\pm 0,43$ мВ, что дает $\alpha=5\cdot 10^{-5}$, приводящую, согласно (167), при $\delta R_{\text{max}}=0,001$ к погрешности $\gamma_1=\pm 2,5\%$. Для уменьшения γ_1 усилитель в схеме рис. 43,б можно выполнить с преобразованием, т. е. по схеме МДМ. Быстродействие самого преобразователя это, очевидно, не уменьшит.

При оценке γ_1 предполагалось, что резисторы R_3 и R_4 имеют строго одинаковый ТКС. Это условие необходимо выполнить возможно точнее.

17. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ТЕНЗОМОСТОВ НА ОСНОВЕ УПТ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Рассмотренные в предыдущем параграфе преобразователи отличаются простотой и высоким быстродействием, однако удовлетворительная точность при использовании современных операционных усилителей может быть получена только в узком температурном диапазоне. Основной причиной температурной погрешности является температурный дрейф УПТ, а также неодинаковость ТКС резисторов. Для уменьшения температурной погрешности применяют усилители с преобразованием уси-

ливаемого сигнала (усилители типа МДМ), состоящие из модулятора, преобразующего выходной сигнал ТМ в напряжение переменного тока, усилителя переменного напряжения, свободного от дрейфа, и демодулятора, осуществляющего обратное преобразование усиленного сигнала в напряжение постоянного тока. Такие усилители позволяют получить высокую точность преобразования, однако наличие в них демодулятора, содержащего инерционный сглаживающий фильтр, существенно снижает быстродействие преобразователя.

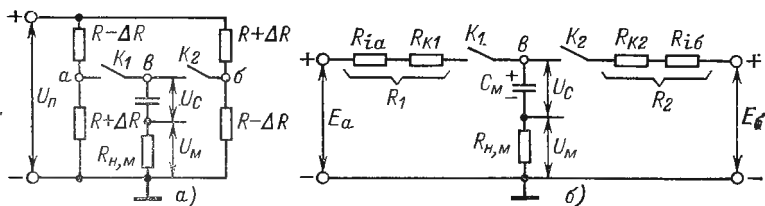


Рис. 44. Подключение модулятора разности двух постоянных напряжений к выходу ТМ (а); эквивалентная схема модулятора (б).

Наиболее важным блоком, во многом определяющим точность усилителя типа МДМ, является модулятор. Определенные ограничения на выбор модулятора накладываются упоминавшейся уже ранее спецификой работы тензометрического моста, заключающейся в том, что требуется заземление источника питания. Эта задача может быть успешно решена при помощи модулятора разности двух напряжений [14]. На рис. 44,а модулятор, состоящий из поочередно замыкаемых ключей K_1 , K_2 , разделительного конденсатора C_M , нагруженный сопротивлением $R_{H,M}$, подключен к точкам α и β измерительной диагонали. В результате поочередной работы ключей напряжение U_δ содержит постоянную составляющую $U_{\delta,ср}$ и переменную $U_{\delta\sim}$, которая проходит через конденсатор C_M , образуя выходное напряжение U_M модулятора.

На рис. 44,б приведена эквивалентная схема моста, на которой каждая ветвь представлена состоящей из соответствующего источника ЭДС E_a или E_b , равной ее выходному напряжению на холостом ходу, и внутреннего сопротивления ветви R_{ia} или R_{ib} . На схеме R_{K_1} , R_{K_2} — внутренние сопротивления замкнутых ключей; $E_a = 0,5 U_n (1 + \delta R)$; $E_b = 0,5 U_n (1 - \delta R)$; $R_{ia} = R_{ib} =$

$= (R + \Delta R) \parallel (R - \Delta R) \approx 0,5R$. Будем считать емкость конденсатора столь большой, что напряжение на нем в течение полупериода коммутирующего напряжения остается практически неизменным и равным $U_c = U_{в,ср}$. Для амплитуды напряжения U_m можно получить [14]:

$$U_m = (E_a - E_b) R_{н.м} / (R_1 + R_2 + 2R_{н.м}). \quad (171)$$

Коэффициент передачи модулятора ($R_1 = R_{ia} + R_{K_1}$; $R_2 = R_{ib} + R_{K_2}$)

$$k_m = U_m / (E_a - E_b) = R_{н.м} / (R_1 + R_2 + 2R_{н.м}). \quad (172)$$

Если $R_1, R_2 \ll R_{н.м}$, как это обычно бывает на практике, $k_m \approx 0,5$. Подставляя значения E_a, E_b в (171), получаем:

$$U_m = \delta R U_{п} R_{н.м} / (R + R_{K_1} + R_{K_2} + 2R_{н.м}). \quad (173)$$

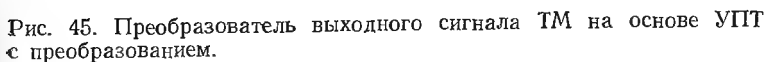
Рассмотрим функциональную схему измерительного преобразователя выходного сигнала $ТМ$ с модулятором разности двух напряжений [28], в котором общей ООС охвачен и модулятор (рис. 45,а). Модулятор $М$ подключен к измерительной диагонали $ТМ$ с четырьмя рабочими датчиками; нагрузкой $М$ является входная цепь усилителя переменного тока $Ус$, т. е. $R_{н.м} = R_{вх,ус}$. К выходу $Ус$ подключен через фазоинвертор $ФИ$ двухполупериодный демодулятор $ДМ$, нагруженный на $ФУПТ$. Блоки $Ус$, $ФИ$, $ДМ$ и $ФУПТ$ образуют усилитель рассогласования $УР$ с коэффициентом усиления $k_{ур}$. Ключи модулятора и демодулятора управляются от $ГКН$. Общая ООС осуществляется через резистор $R_{0,с}$; резистор R_1 шунтирует одно из плеч $ТМ$.

Разность потенциалов $U_{аб}$ после модуляции, усиления и демодуляции создает напряжение $U_{вых}$; ток $I_{0,с}$, протекающий под действием $U_{вых}$ через $R_{0,с}$ и сопротивления моста, создает на последних падение напряжения, уменьшающее $U_{аб}$. При большом $k_{ур}$ можно полагать $U_{аб} \approx 0$, т. е. $ТМ$ работает как равновесный мост, в котором уравнивание осуществляется не изменением сопротивлений моста, а изменением тока через них.

Установим связь между $U_{вых}$ и δR , для чего найдем U_m . Согласно (171), U_m определяется E_a, E_b, R_1, R_2 , причем

$$E_a = U_{п} R_{п1} / (R - \Delta R); \quad E_b = U_{п} R_{п2} / (R + \Delta R) + U_{вых} R_{п2} / R_{0,с}; \quad R_{ia} = R_{п1}; \quad R_{ib} = R_{п2}, \quad (174)$$

где $R_{п1} = (R + \Delta R) \parallel (R - \Delta R) \parallel R_1$; $R_{п2} = (R + \Delta R) \parallel (R - \Delta R) \parallel R_{0,с}$.


$$U_{\text{M}} = k_{\text{M}} [U_{\text{H}} R_{\text{H1}} / (R - \Delta R) - U_{\text{H}} R_{\text{H2}} / (R + \Delta R) - U_{\text{BBX}} R_{\text{H2}} / R_{\text{O,c}}]. \quad (175)$$
$$U_{\text{вых}} = U_n \frac{k_p}{1 + k_p} \left(\frac{R_{n1}}{R - \Delta R} - \frac{R_{n2}}{R + \Delta R} \right) \frac{R_{O, c}}{R_{n2}}, \quad (176)$$

109

При $\Delta R=0$ необходимо иметь $U_{\text{вых}}=0$, для чего следует, очевидно, выбрать $R_{\text{п1}}=R_{\text{п2}}$ и $R_1=R_{0,\text{с}}$. Полагая, что эти равенства выполняются, из (176) получаем:

$$U_{\text{вых}} = 2U_{\text{пкp}}R_{0,\text{с}}\delta R/R(1+k_p)(1-\delta R^2) \approx 2U_{\text{пкp}}R_{0,\text{с}}\delta R/(1+k_p)R. \quad (177)$$

Таким образом, напряжение $U_{\text{вых}} \sim \delta R$ и при большом k_p не зависит от параметров блоков, охваченных ООС; в том числе и от коэффициента передачи k_m модулятора (172), зависящего от нестабильных сопротивлений ключей и сопротивлений плеч моста, определяемых измеряемой деформацией.

Из (177) легко найти требуемое значение $R_{0,\text{с}}$. Действительно, полагая при $\delta R = \delta R_{\text{max}}$ $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$, $k_p \gg 1$, находим:

$$R_{0,\text{с}} = U_{\text{вых max}} R / (2U_{\text{пкp}} \delta R_{\text{max}}). \quad (177a)$$

Вследствие имеющей всегда место неодинаковости начальных сопротивлений плеч, напряжение $U_{\text{аб}}$, а следовательно, и $U_{\text{вых}}$ в случае ненагруженного торсиона при выборе $R_1=R_{0,\text{с}}$ отлично от нуля. Установку нулевого значения $U_{\text{вых}}$ при $\delta R=0$ можно осуществить изменением R_1 . Подстройка требуемого значения $U_{\text{вых max}}$ производится резистором $R_{0,\text{с}}$.

Причинами температурной погрешности преобразователя являются изменение k_p , температурные изменения сопротивлений $TМ$, $R_{0,\text{с}}$ и R_1 . Поэтому $R_{0,\text{с}}$ и R_1 необходимо выбирать термостабильными.

Нестабильность сопротивлений $TМ$ приводит к изменению его выходного напряжения, определяемому из (144) при $c=0$, которое отрабатывается схемой, вызывая соответствующее изменение $U_{\text{вых}}$. Приведенная погрешность, возникающая при этом, определяется формулой (148). Погрешность, обусловленная изменением k_p ,

$$\gamma_k = \frac{\delta k_p}{1 + k_{p,\text{ном}}(1 + \delta k_p)}. \quad (178)$$

Задаваясь допустимым значением γ_k и ориентировочным δk_p , из (178) можно найти требуемое значение $k_{p,\text{ном}}$ и определить $k_{ур}$.

На рис. 45,б приведена принципиальная схема рассмотренного преобразователя. Модулятор выполнен на ключах, $Ус$ построен по схеме с параллельной ООС; $ФИ$, выполненный на транзисторе, необходим для построения двухполупериодного $ДМ$ [14], в состав которого входят разделительные конденсаторы, нагрузочные резисторы и ключи; $ФУПТ$ выполнен на основе усилителя A_2 ; подавление пульсаций $U_{\text{дм}}$ осуществляется конденсатором C .

Преобразователь при $R=200$ Ом и $\Delta R_{\text{max}}=2$ Ом имеет следующие параметры: $U_{\text{вых}}=0 \div 10$ В; основная погрешность, обусловленная нелинейностью характеристики преобразования $U_{\text{вых}}=f(\delta R)$ не более 0,1%; температурная погрешность в диапазоне температур $20 \pm 20^\circ\text{C}$ не превышает основной; время установления $U_{\text{вых}}$ с точ-

ностью 1% при скачкообразном изменении δR не более 20 мс.

Повышение быстродействия преобразователя может быть достигнуто введением дополнительного быстродействующего канала [14]. Здесь, однако, необходимо учесть, что в результате действия обратной связи разность потенциалов между точками a и b , независимо от δR , поддерживается близкой к нулю и напряжение U_{ab} не может быть поэтому использовано в качестве входного сигнала быстрого канала. Для получения такого сигнала необходимо либо применить дополнительный мост, что не всегда возможно и удобно, либо использовать одну из ветвей имеющегося ТМ, например левую, дополнив ее до полного моста двумя одинаковыми термостабильными резисторами $R' = R$ (или двумя нерабочими датчиками), как это показано на рис. 45,б. Такой мост рассматривался выше, и для него были получены формулы (136) — (141). Усиление выходного напряжения $U_{ат}$ моста производится быстродействующим усилителем разности двух напряжений УИТ; его выходное напряжение $U_2 = k_{уит} U_{ат}$ поступает на вход суммирующего выходного УПТ $См$. Блоки M , $Ус$, $ФН$ остались без изменения; в состав $ДМ$ введен сглаживающий фильтр R_{ϕ} , C_{ϕ} , уменьшающий амплитуду пульсаций демодулированного напряжения до требуемого уровня. На один из входов $См$ подается выходное напряжение U_1 $ДМ$, а на второй — выходное напряжение U_2 УИТ, образующего, вместе с $См$, дополнительный канал.

Для напряжения $U_{вых}$, не учитывая напряжения смещения нуля и входных токов A_2 , имеем:

$$U_{вых} \approx U_1 R_{0, c1} / R_3 + \delta R \cdot 0,5 U_{п} R_{0, c1} (1 + R_2 / R_1) / R_4.$$

При начальной настройке и ненагруженном торсионе ($\delta R = 0$) преобразователь с помощью потенциометра $R_{пот}$ настраивается таким образом, что $U_{вых} = 0$. В этом случае $U_m = U_1 = 0$. Задавая максимальный момент ($\delta R = \delta R_{max}$), изменением R_2 добиваются при сохранении $U_m = U_1 = 0$, т. е. только вследствие работы дополнительного канала, требуемого выходного напряжения $U_{вых max} = 2 \delta R_{max} U_{п} R_{0, c1} / R = 0,5 (1 + R_2 / R_1) \delta R_{max} U_{п} R_{0, c1} / R_4$, что, очевидно, имеет место при выполнении равенства $k_{д, к} = 0,5 R_{0, c1} (1 + R_2 / R_1) / R_4 = 2 R_{0, c1} / R$, где $k_{д, к}$ — коэффициент преобразования дополнительного канала.

При такой настройке для любого значения δR сохраняется $U_m = 0$, т. е. тракт МДМ, содержащий в составе $ДМ$ инерционный сглаживающий фильтр, участия в работе схемы не принимает и изменения δR через быстродействующий дополнительный канал сразу же передаются на выход преобразователя.

При изменении температуры характеристика преобразования дополнительного канала смещается и изменяется ее крутизна. Теперь уже преобразователь не эквивалентен пропорциональному звену. Если, однако, изменение характеристики преобразования невелико, большая часть выходного напряжения по-прежнему создается быстродействующим дополнительным каналом и лишь малая часть его вырабатывается инерционным усилителем типа МДМ. Изменение $U_{вых}$ в переходном режиме в этом случае подобно кривой $u_{вых}(t)$ на рис. 38,а. Подробное исследование статических и динамических характеристик преобразователей с дополнительным каналом приведено в [52].

Время установления выходного напряжения с погрешностью 1% при скачкообразном изменении δR в рассмотренной схеме при начальной настройке (при номинальной температуре) не превышает 0,1 мс; в температурном диапазоне $20 \pm 20^\circ\text{C}$ — 1 мс. Столь высокое быстродействие позволяет использовать преобразователь для динамических измерений.

В схемах рис. 45 весьма высокие требования предъявляются к уровню пульсаций питающего ТМ напряжения. Наличие напряжения пульсаций $U_{пл}$ приводит к тому, что напряжения U_a и U_b

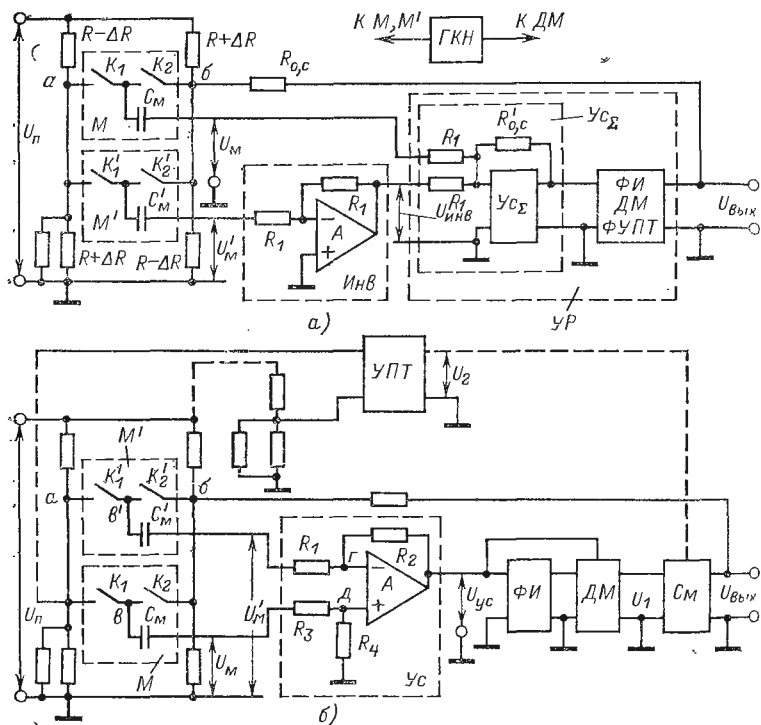


Рис. 46. Преобразователь выходного сигнала ТМ с двумя модуляторами.

в точках a и b состоят из постоянной составляющей и переменной с амплитудой $U_{m \sim} = 0,5 U_{пл}$. Поскольку в каждый данный момент одна из точек a или b подключена соответствующим ключом к точке $в$ (рис. 45, а), напряжение U_b также имеет переменную составляющую с амплитудой $0,5 U_{пл}$, которая проходит через конденсатор C_M и создает на выходе $Ус$ дополнительное переменное напряжение, имеющее частоту пульсаций $\omega_{пл}$, которая значительно меньше частоты коммутации ключей. Это напряжение соизмеримо или даже превышает напряжение полезного сигнала вследствие ма-

лости последнего. Для его подавления приходится существенно увеличивать постоянную времени фильтра ДМ, даже несмотря на то, что двухполупериодный демодулятор, осуществляя модуляцию усиленного напряжения пульсаций, повышает его частоту до частоты коммутации [14]. Необходимо отметить, что дополнительный канал в схеме рис. 45,в, усиливающий разность напряжения $U_a - U_b$, напряжение пульсаций не усиливает, поскольку пульсация создает в точках a и $г$ практически одинаковые напряжения.

Отмеченная особенность заставляет подавлять пульсации U_{Π} до весьма малого значения, используя для этой цели высококачественные фильтры. Так, при максимальном полезном сигнале моста 5 мВ, допустимое значение $U_{\Pi, \text{пл}} \leq 0,1$ мВ.

Существенного подавления сигнала, вызванного пульсациями, можно достигнуть незначительным усложнением схемы модулятора. Это усложнение заключается во введении второго модулятора разности двух напряжений M' (рис. 46,а), ключи которого K'_1 и K'_2 работают в противофазе с ключами K_1 и K_2 основного модулятора. Все четыре ключа целесообразно выполнить на полевых транзисторах, входящих в состав микросхемы К1КТ902, поэтому дополнительные ключи не требуют введения в схему лишних элементов. Выходные напряжения U_m и U'_m модуляторов при $C_m = C'_m$ содержат равные по амплитуде и находящиеся в противофазе составляющие, обусловленные полезным сигналом $U_{m, \text{пол}}$, имеющие частоту коммутации, а также равные по амплитуде и находящиеся в фазе напряжения, вызванные пульсациями $U_{m, \text{пл}} = U'_{m, \text{пл}}$, т. е.

$$U_m = U_{m, \text{пол}} + U_{m, \text{пл}}; \quad U'_m = -U_{m, \text{пол}} + U_{m, \text{пл}}. \quad (179)$$

Амплитуду полезного сигнала $U_{m, \text{пол}}$ обоих модуляторов можно определить по формуле, аналогичной (175), причем $R_{\text{вх}, \text{ус}} = R_1$. Полагая, как и в схеме рис. 45,а $R_{\Pi 1} = R_{\Pi 2}$, $\delta R^2 \ll 1$, получаем:

$$U_{m, \text{пол}} \approx (2U_{\Pi} \delta R / R - U_{\text{вых}} / R_{0, \text{с}}) R_{\Pi 1} k_m, \quad (179a)$$

где $k_m = R_1 / (R_{\Pi 1} + R_{\Pi 2} + R_{K1} + R_{K2} + 2R_1)$.

Амплитуда $U_{m, \text{пл}}$ определяется выражением

$$U_{m, \text{пл}} = U'_{m, \text{пл}} = 0,5 U_{\Pi} \omega_{\Pi} C_m R_1 / \sqrt{1 + (\omega_{\Pi} C_m R_1)^2}. \quad (180)$$

Подадим напряжение U'_m на фазоинверсный каскад $И_{\text{инв}}$ с коэффициентом передачи, равным -1 . Тогда для переменной составляющей напряжения $U_{\text{инв}}$, согласно (179), имеем:

$$U_{\text{инв}} = -U'_m = U_{m, \text{пол}} - U_{m, \text{пл}}. \quad (180a)$$

Просуммируем напряжения $U_{\text{инв}}$ и U_m с помощью суммирующего усилителя переменного тока $У_{\Sigma}$; его выходное напряжение, согласно (179), (180a),

$$U_{\text{ус}} = (U_{\text{инв}} + U_m) R'_{0, \text{с}} / R_1 = 2U_{m, \text{пол}} R'_{0, \text{с}} / R_1. \quad (181)$$

Следовательно, напряжения $U_{\text{ус}}$ пропорционально удвоенной полезной составляющей выходного сигнала каждого из модуляторов и не содержит составляющей, обусловленной напряжением пульсаций. Для выходного напряжения преобразователя, равного $U_{\text{вых}} = U_{\text{ус}} k_{\text{дм}} k_{\text{фупт}}$, с учетом (179a) и (181) нетрудно получить:

$$U_{\text{вых}} = 2 \frac{R_{0, \text{с}}}{R} \frac{k_p}{1 + k_p} U_{\Pi} \delta R, \quad (181a)$$

где $k_p = 2k_m k_{дм} k_{фупт} R'_{о,с} R_{п1} / (R_1 R_{о,с})$ — коэффициент усиления разомкнутого преобразователя.

При $k_p \gg 1$ значение $U_{вых}$ не зависит от параметров элементов, охваченных обратной связью. По своим динамическим характеристикам преобразователь аналогичен схеме рис. 45,а.

Схема преобразователя может быть упрощена совмещением функций, выполняемых $Инв$ и $Ус_2$ в одном усилителе разности двух напряжений. Схема такого преобразователя приведена на рис. 46,б. Параметры усилителя разности $Ус$ необходимо выбрать таким образом, чтобы входное сопротивление усилителя по обоим входам для сигнала пульсаций $U'_{м,пл}$ и $U_{м,пл}$ было бы одинаковым; в этом случае при $C_m = C'_m$ $U_{м,пл} = U'_{м,пл}$.

Вследствие близости потенциалов точек $г$ и $д$ ($\varphi_г \approx \varphi_д$) $Ус$ обладает одинаковым входным сопротивлением для сигнала пульсаций при $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$; это сопротивление равно $R_{вх,ус} = R_3 + R_4$. Тогда напряжения пульсаций на выходах обоих модуляторов определяются формулой (180), в которой необходимо принять $R_1 = R_3 + R_4$. Для полезных сигналов модуляторов входные сопротивления $Ус$ неодинаковы: для сигнала U_m $R_{в,м} = R_3 + R_4$; для сигнала U'_m $R_{в,м} = R_1 / [1 + R_4 / (R_3 + R_4)]$. Если, однако, $R_1 \gg (R_{п1} + R_{п2} + R_{к1} + R_{к2})$, коэффициенты передачи обоих модуляторов приблизительно равны 0,5. Коэффициент усиления усилителем разностного напряжения $U_p = U_m - U'_m$ равен $k_{ус} \approx R_2 / R_1$; следовательно, с учетом (179) и (179а),

$$U_{ус} = (U_m - U'_m) R_2 / R_1 = 2(2U_{пδ} R / R - U_{вых} / R_{о,с}) k_m R_{п1} R_2 / R_1.$$

Напряжение $U_{ус}$ поступает, как и в предыдущих случаях, на двухполупериодный демодулятор $ДМ$, к выходу которого подключен $УПТ$. Подставляя значение $U_{ус}$ в формулу для $U_{вых}$ ($U_{вых} = U_{ус} k_{дм} k_{см}$), вновь получаем выражение (181а), где $k_p = 2k_m k_{дм} \times k_{см} R_2 R_{п1} / (R_1 R_{о,с})$.

Точность и быстродействие рассмотренного преобразователя примерно такие же, как и в схеме рис. 45,а. Повышения быстродействия можно достигнуть введением дополнительного быстродействующего канала, который строится так же, как и в схеме рис. 45,б. Соединение элементов дополнительного канала с остальной частью схемы показано на рис. 46,б пунктиром. Параметры обеих схем примерно одинаковы; однако в схеме рис. 46,б не предъявляются столь жесткие требования к амплитуде пульсаций напряжения $U_{п}$.

18. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ТЕНЗОМОСТОВ НА ОСНОВЕ УПТ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ДРЕЙФА

Рассмотренные в § 16 преобразователи выходного сигнала ТМ, построенные на основе УПТ без преобразования, обладают наибольшим быстродействием. Однако температурная погрешность их, даже при работе в сравнительно узком температурном диапазоне, велика. Погрешность эта в основном объясняется температурным

в это время торсион не нагружен, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ усилителя должно быть равно нулю. Усилитель $УПТ_1$ выполнен, как и на рис. 42,а, по схеме усилителя разности двух напряжений. Напряжение $U_{\text{вых}}$ поступает на вход $УПТ_2$, к выходу которого через ключ K подключен запоминающий конденсатор C_3 , соединенный со входом истокового повторителя $ИП$ на полевом транзисторе VT . На выходе $ИП$ образуется корректирующее напряжение $U_{\text{кор}}$, подаваемое через резистор R во входную цепь $УПТ_1$ в такой полярности, что напряжение $U_{\text{вых}}$ уменьшается. При большом коэффициенте усиления $УПТ_2$ схемой вырабатывается такой сигнал $U_{\text{кор}}$, что напряжение $U_{\text{вых}}$ устанавливается близким к нулю. Следует отметить, что сигнал $U_{\text{кор}}$ компенсирует не только сигнал смещения $УПТ_1$, но и начальное напряжение $U_{\text{тм0}}$, имеющееся на выходе $ТМ$ вследствие неоднородности тензорезисторов и входных сопротивлений $УПТ_1$ по обоим входам. Поэтому дополнительной балансировки $ТМ$ в рассматриваемой схеме проводить не требуется, что является ее большим преимуществом.

В момент начала испытаний ключ K размыкается; напряжение U_{C_3} при этом сохраняется таким же, как и перед размыканием. Следовательно, не меняется и сигнал $U_{\text{кор}}$ и напряжение $U_{\text{вых}}$ в случае ненагруженного торсиона остается близким к нулю, а при наличии момента нагрузки изменяется пропорционально разности напряжений $U_a - U_b$, т. е. δR , а значит и измеряемой деформации. Если длительность испытаний невелика, напряжение U_{C_3} не успевает существенно измениться вследствие разряда конденсатора, а сигнал смещения нуля $УПТ_1$ — из-за изменения параметров A_1 .

Как показывает анализ, приведенная погрешность такого преобразователя определяется выражением $\gamma_{\text{см}} \approx \approx U_{\text{см2}} / U_{\text{вых max}}$ ($U_{\text{см2}}$ — напряжение смещения нуля A_2). При $U_{\text{см2}} = 5$ мВ, $U_{\text{вых max}} = 10$ В $\gamma_{\text{см}} = 0,05\%$.

Сигнал $U_{\text{кор}}$ можно вводить не только во входную цепь, но и непосредственно в A_1 , используя для этой цели один из контрольных выводов, например в случае усилителя типа К1УТ531 — выводы 1 и 8. Подключение R в этом случае показано пунктиром.

Время, в течение которого могут осуществляться измерения в рассмотренной схеме, определяется допустимым изменением напряжения U_{C_3} на запоминающем кон-

денсаторе при его разряде. Для увеличения этого времени транзистор *ИП* следует выбирать с возможно меньшим током затвора, например типа КП305Е, в качестве ключа *K* использовать контактный ключ, например геркон, а в качестве C_3 — конденсатор с возможно меньшим током утечки. Принятие этих мер позволяет осуществить измерение в течение нескольких минут. Так, полагая ток разряда $C_3 I_{\text{разр}} = 5$ пА, $C_3 = 1$ мкФ, $\Delta U_{C_3} = 1$ мВ, получаем $t_{\text{изм}} = C \Delta U_{C_3} / I_{\text{разр}} = 3,5$ мин.

Существенное увеличение времени измерения может быть получено путем замены аналогового запоминающего устройства цифровым. Необходимо, однако, учитывать, что принятие мер с целью увеличения времени измерения имеет смысл лишь в том случае, если за это время параметры A_1 с заданной точностью можно считать неизменными.

Невозможность поддерживать высокую точность измерения в течение длительного времени является недостатком рассмотренного преобразователя. От этого недостатка можно избавиться, осуществляя в процессе измерений периодическую коррекцию усилителя. Поскольку торсион при этом нагружен, скомпенсировать начальное напряжение разбаланса моста во время коррекции невозможно и его приходится устранять предварительной подстройкой схемы при ненагруженном торсионе. Чтобы подать на вход усилителя нулевой сигнал, необходимо осуществить переключения во входной цепи усилителя, сохраняя при этих переключениях неизменной синфазную составляющую его входного сигнала.

Схема такого преобразователя приведена на рис. 48. Во время коррекции замыкаются входящие в состав собственно преобразователя *СП* ключи K_1 , K_2 и K_4 , а K_3 размыкается. На оба входа *УПТ*₁ подается одинаковое напряжение $U_6 \approx 0,5 U_{\text{н}}$, равное синфазной составляющей входных сигналов. После окончания переходных процессов на выходе *ИП* вырабатывается корректирующее напряжение $U_{\text{кор}}$, компенсирующее приведенное ко входу напряжение смещения нуля *УПТ*₁, обусловленное как самим усилителем *A*, так и неточным подбором сопротивлений R_1 — R_5 .

После окончания коррекции размыкаются K_2 , K_4 и замыкается K_3 , подключая точку *a* ко входу *УПТ*₁. Напряжение $U_{\text{вых1}}$ оказывается пропорциональным δR .

Недостатком собственно преобразователя *СП* является прерывистость процесса измерения, прерываемого на время коррекции; в это время на выходе преобразователя устанавливается напряжение $U_{\text{вых1}} \approx 0$. Длительность коррекции может быть доведена до нескольких миллисекунд в случае использования контактного ключа K_4 и долей миллисекунды при бесконтактном ключе.

Если прерывистый сигнал на выходе преобразователя является недопустимым, предшествующее моменту коррекции выходное напряжение преобразователя запоминается на все время коррекции. С этой целью в схему введено выходное устройство *ВУ*, которое, когда ключ

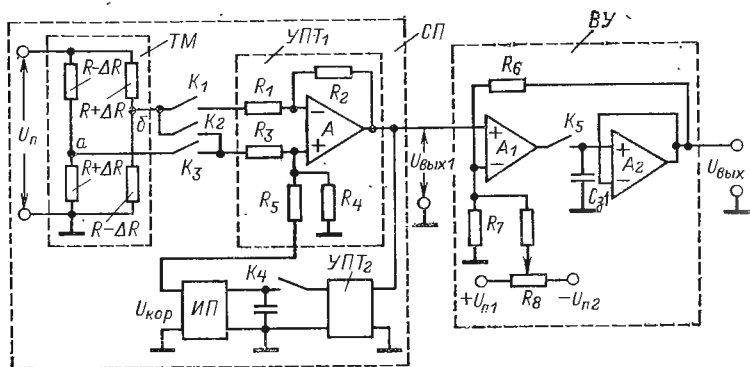


Рис. 48. Преобразователь выходного сигнала ТМ с периодической коррекцией нулевого уровня и непрерывным выходным сигналом.

K_5 замкнут, представляет собой УПТ с последовательной обратной связью и коэффициентом усиления $k_{\text{вУ}} \approx 1 + R_6/R_7$. Когда *СП* работает в режиме измерения, ключ K_5 замкнут и на выходе *ВУ*, состоящего из предварительного усилителя A_1 и выходного повторителя напряжения с большим входным сопротивлением A_2 , устанавливается напряжение $U_{\text{вых}}$, определяемое выражением

$$U_{\text{вых}} = \delta R U_{\text{п. ус1}} k_{\text{вУ}} + U_{\text{см. рез.}} \quad (182)$$

Устанавливая с помощью потенциометра R_8 $U_{\text{вых}} = 0$ при работе *СП* в режиме измерения и ненагруженном торсионе, компенсируем результирующий начальный сигнал $U_{\text{см. рез.}}$, обусловленный разбалансом моста, напря-

жениями смещения $СП$ и $ВУ$. В этом случае

$$U_{\text{вых}} = \delta R U_{\text{н}} k_{\text{ус1}} k_{\text{ву}}, \quad (183)$$

т. е. $U_{\text{вых}}$ определяется только δR .

На конденсаторе $C_{з1}$ устанавливается напряжение U_0 , соответствующее данному значению $U_{\text{вых}}$.

Непосредственно перед началом коррекции, т. е. перед замыканием ключа K_4 , происходит размыкание ключа K_5 и цепи обратной связи $ВУ$. Напряжение на конденсаторе остается равным U_0 , благодаря чему напряжение $U_{\text{вых}}$ также не изменяется, т. е. $ВУ$ переходит в режим запоминания. После того как $СП$ переходит в режим измерения и на его выходе устанавливается новое значение $U_{\text{вых1}}$, происходит новое замыкание K_5 и на выходе $ВУ$ после окончания переходных процессов устанавливается значение $U_{\text{вых}}$, соответствующее новому $U_{\text{вых1}}$.

19. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ТЕНЗОМОСТОВ С ЧАСТОТНО- И ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Разработка бесконтактных преобразователей момента, располагаемых на вращающемся валу, является весьма актуальной задачей. Такие преобразователи вследствие отказа от применения контактных токосъемных устройств позволяют упростить аппаратуру, повысить ее надежность и точность. Однако выходной сигнал рассмотренных выше преобразователей в виде постоянного напряжения или тока мало пригоден для передачи бесконтактным способом. Преобразование его в сигнал переменного тока пропорциональной амплитуды позволяет передать последний через индуктивный бесконтактный токосъемник, однако нестабильность коэффициента передачи такого токосъемника приводит к существенной погрешности.

Значительно меньшее влияние оказывает бесконтактное токосъемное устройство при передаче частотно- или широтно-модулированного импульсного сигнала. В первом случае токосъемное устройство дополнительную погрешность в результате измерения не вносит; во втором эта погрешность вызывается, в основном, искажениями фронтов передаваемых импульсов и в случае передачи коротких импульсов, соответствующих началу и концу

широотно-модулированного сигнала, может быть достаточно малой. Рассматриваемые ниже преобразователи позволяют осуществить преобразование выходного сигнала тензомостов в пропорциональное изменение частоты, периода и длительности импульсных сигналов. Такие преобразователи могут быть построены по разомкнутой и замкнутой схеме. В преобразователях по первой схеме производится предварительное усиление выходного сигнала ТМ и последующее преобразование полученного постоянного напряжения в частоту или период. В таких преобразователях предъявляются высокие требования по точности как к предварительному усилителю, так и к импульсному преобразователю. Их быстродействие может быть весьма высоким: 1—2 периода выходного напряжения.

В преобразователях по второй схеме вводится общая обратная связь по выходному сигналу, охватывающая предварительный усилитель и импульсный модулятор. Высоких требований по точности к отдельным узлам преобразователя, за исключением блока обратной связи, здесь не предъявляется. Однако быстродействие таких преобразователей ниже, чем в первом случае.

Поскольку преобразователи с частотной или широтной модуляцией устанавливаются непосредственно на вращающемся валу, они должны быть возможно более простыми, иметь небольшие габариты, малое собственное потребление от источника питания и по возможности обеспечивать получение выходного сигнала, не зависящего от напряжения питания тензомоста. Последнее требование является очень существенным, поскольку стабилизация напряжения питания усложняет схему преобразователя и увеличивает потребляемую мощность. Исключение стабилизатора частично компенсирует усложнение схемы, вызванное введением частотного или широтного модулятора.

Выходной сигнал преобразователя может быть передан либо по радиоканалу, либо через индуктивный токосъемник, либо через оптический канал связи. Подвижная катушка индуктивного токосъемника может подключаться к выходу преобразователя непосредственно. В случае радиоканала выходные импульсы преобразователя можно использовать для включения передатчика, а паузы — для выключения. В качестве источника излучения оптического канала следует применить светодио-

ды, а в качестве светоприемника — фотодиоды. Управление светодиодами можно непосредственно осуществить выходными импульсами преобразователя.

Перейдем к рассмотрению схем частотно-импульсных модуляторов. Особенностью, облегчающей их построение, является значительный управляющий сигнал, получаемый с выхода предварительного усилителя.

В настоящее время разработано большое количество преобразователей напряжения в частоту импульсов различного типа [9, 30]. Остановимся здесь лишь на таких, которые удовлетворяют перечисленным выше требованиям, обусловленным спецификой работы

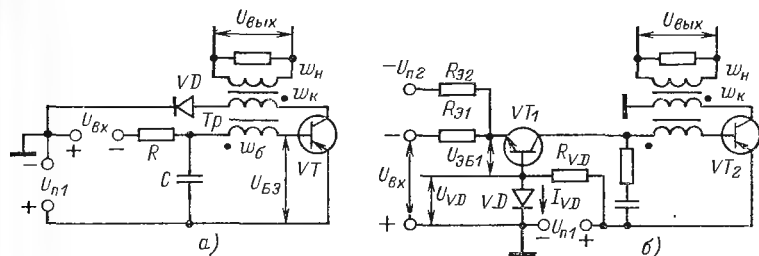


Рис. 49. Частотно-импульсный модулятор на основе управляемого блокинг-генератора (а); модулятор с токостабилизирующим транзистором (б).

на вращающемся валу. Одна из простейших схем приведена на рис. 49,а [31]. Преобразователь представляет собой управляемый блокинг-генератор, времязадающая цепь которого образована элементами R и C . Управление частотой осуществляется входным напряжением $U_{вх}$, получаемым с выхода предварительного усилителя. Если за время импульса процесс заряда времязадающего конденсатора C успевает полностью завершиться, для частоты f выходных импульсов схемы можно получить:

$$f \approx [\tau \ln(1 + 1/x)]^{-1}, \quad (184)$$

$$\text{где } x = (U_{вх} + U_{п1} + I_{Б0}R - U_{отп}) / (nU_{п1} - U_{БЭ} + U_{отп}), \quad (185)$$

$\tau = RC$; $n = \omega_B / \omega_K$; $I_{Б0}$ — ток базы закрытого транзистора; $U_{отп}$ — напряжение отпирания эмиттерного перехода; $U_{БЭ}$ — напряжение между базой и эмиттером транзистора в момент окончания импульса.

Как видно из (184), характеристика преобразования схемы $f = f(U_{вх})$ нелинейна. Однако приведенная погрешность от нелинейности $\gamma_{н\max}$, как показано в [31], невелика. Так, при изменении x от $x_0 = 1$ до $x_{\max} = 2$ (f изменяется от начального значения f_0 до $f_{\max} = 1,75f_0$) $\gamma_{н\max} < 0,3\%$. Температурная погрешность схемы, вызванная изменением нестабильных параметров транзистора, входящих в формулу (185), при наличии компенсирующих диодов VD

не превышает $0,02\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$. При этом элементы R , C должны быть термостабильными.

Пренебрегая в (185) малыми параметрами, учитывая, что сигнал $U_{вх} = k_{упт} U_{п} \delta R$, и полагая $U_{пл} = 0,5 U_{п}$, из (184), (185) находим:

$$f = \left[\tau \ln \left(1 + \frac{0,5n}{k_{упт} \delta R + 0,5} \right) \right]^{-1}, \quad (186)$$

т. е. частота f в первом приближении не зависит от напряжения питания моста, а определяется лишь δR .

Наличие в (185) малых слагаемых, зависящих от параметров транзистора, приводит к тому, что некоторая зависимость от $U_{п}$ сохраняется; относительное изменение частоты $\delta f_{п}$, вызванное изменением $U_{п}$, определяется выражением ($\delta U_{п} = \Delta U_{п} / U_{п}$)

$$\delta f_{п} = \frac{(U_{отп} - U_{БЭ} - nU_{п})x + U_{отп} - I_{Б0}R}{x [0,5U_{п}(n+1) + U_{вх}] \ln(1+1/x)} \delta U_{п}. \quad (187)$$

Формула (187) справедлива, если напряжения $U_{пл}$ и $U_{п}$ меняются одинаково. В случае неодинаковых их изменений

$$\delta f_{п} = \frac{nU_{пл}U_{вх}(\delta U_{пл} - \delta U_{п}) + U_{пл}(na - b)\delta U_{пл} - U_{вх}b\delta U_{п}}{[U_{пл}(n+1) + U_{вх} + a + b](E_{к} + U_{вх} + a) \ln(1+1/x)}, \quad (187a)$$

где $a = I_{Б0}R - U_{отп}$; $b = U_{отп} - U_{БЭ} - nU_{ВД}$; $\delta U_{пл} = \Delta U_{пл} / U_{пл}$.

Выходное напряжение генератора представляет собой последовательность импульсов значительной мощности длительностью $t_{и} = 5 \div 30$ мкс, не зависящей от частоты, которые могут непосредственно передаваться через индуктивный токосъемник. В случае использования радиоканала на время действия импульса включается высокочастотный генератор, нагруженный на передающую антенну. В случае оптического канала импульсы генератора непосредственно подаются на светодиод.

Рассмотренный преобразователь исключительно прост, в особенности в случае применения импульсного трансформатора в микромодульном исполнении, и имеет во многих случаях удовлетворительные метрологические характеристики. Преобразователь позволяет получить частоту выходных импульсов в диапазоне от сотен герц до единиц килогерц. Диапазон изменения частоты при изменении $U_{вх}$ от 0 до $5 \div 10$ В составляет $(1,5 \div 2)f_0$, что во многих случаях оказывается вполне достаточным.

Преобразователь, выполненный по описанной схеме, имеет следующие параметры: $U_{вх} = 0 \div 8$ В; $U_{пл} = U_{п2} = 12$ В; $n = 0,5$; $f = 2 \div 3,3$ кГц; $\gamma_{н\text{тmax}} < 0,2\%$; приведенная температурная погрешность в диапазоне температур $20 \pm 30^\circ\text{C}$ не более 1% ; при $\delta U_{п} = \pm 10\%$ $\delta f_{п} = \pm 0,3\%$. В преобразователе применен импульсный трансформатор в микромодульном исполнении типа ММТИ-13.

Недостатком преобразователя является сравнительно узкий диапазон изменения f , получаемый при значительном изменении $U_{вх}$. Этот диапазон можно существенно расширить незначительным усложнением схемы, заключающимся во введении в цепь перезаряда конденсатора токостабилизирующего элемента. В схеме рис. 49,б

роль такого элемента выполняет транзистор VT_1 , включенный по схеме с общей базой. Резистор $R_{\Sigma 2}$ позволяет получить начальное значение частоты f_0 при $U_{BX}=0$. С помощью диода VD , через который резистором R_{VD} задается ток I_{VD} , осуществляется компенсация температурных изменений напряжения $U_{ЭБ1}$ на эмиттерном переходе VT_1 . Для частоты f выходных импульсов можно получить [31]:

$$f = 1/T = 1/(t_{\Pi} + t_{\Sigma}) = x' / [t_{\Sigma} (1 + x')],$$

где

$$\frac{1}{t_{\Pi}} = \frac{\alpha_1 (U_{BX}/R_{\Sigma 1} + U_{\Pi 1}/R_{\Sigma 2}) + \alpha_1 (U_{VD} - U_{ЭБ1}) \times}{C(nU_{\Pi} - \rightarrow \frac{\times (1/R_{\Sigma 1} + 1/R_{\Sigma 2}) + I_{Б01} + I_{K01}}{-U_{БЭ} - U_{отп}};}$$

$x' = t_{\Sigma}/t_{\Pi}$, $x' \sim 1/t_{\Pi}$, а значит и U_{BX} .

Частота f нелинейно зависит от U_{BX} , причем максимальная приведенная погрешность от нелинейности [31] ($m = f_{max}/f_0$)

$$\gamma_{н max} = 0,25 t_{\Sigma} f_0 (m - 1).$$

Поскольку обычно $t_{\Sigma} \ll t_{\Pi}$, погрешность $\gamma_{н max}$ достаточно мала.

Преобразователь, выполненный по описанной схеме, на транзисторах КТ203Б (VT) и КТ342Б (VT_1) с импульсным трансформатором ММТИ-13, имеет следующие параметры: $U_{BX} = 0 \div 8$ В; $f = 1 \div 5$ кГц; $U_{\Pi 1} = U_{\Pi 2} = 12$ В; $n = 0,5$; $\gamma_{н max} < 0,2\%$; приведенная температурная погрешность в диапазоне температур $20 \pm 30^\circ\text{C}$ не более 1% ; изменение f , вызванное одновременным изменением $U_{\Pi 1}$ и $U_{\Pi 2}$ на $\pm 10\%$, не более $0,3\%$.

Рассмотренная схема может быть также использована в качестве преобразователя постоянного напряжения в период следования импульсов. В этом случае преобразуемым является напряжение $U_{\Pi 1}$, которому пропорциональна величина t_{Σ} , а значит и $T = t_{\Pi} + t_{\Sigma}$. Однако, поскольку при малых $U_{\Pi 1}$ нормальная работа преобразователя нарушается, U_{BX} в этом случае должно изменяться не от нуля, а от некоторого начального напряжения U_{BX0} , получаемого в результате введения начального разбаланса моста шунтированием одного из плеч дополнительным резистором. Кроме того, необходимо учитывать, что длительность импульсов t_{Σ} , которую при неизменном $U_{\Pi 1}$ можно считать постоянной, обратно пропорциональна $U_{\Pi 1}$, что приводит к дополнительному изменению $T = t_{\Pi} + t_{\Sigma}$ и ухудшает линейность преобразователя.

Частотно-импульсные модуляторы можно выполнить также и на основе бестрансформаторных схем [30].

Рассмотренные преобразователи напряжения в частоту и период весьма просты, имеют высокое быстродействие и достаточную для многих случаев точность. При необходимости температурная погрешность преобразователей может быть существенно уменьшена путем охвата их ООС. В цепи ООС включаются частотомерные (или периодомерные) устройства, например конденсатные частотомеры, рассмотренные в § 2. Ряд схем таких преобразователей описан в [14]. Их недостатками являются меньшее быстродействие и большая сложность.

Другой способ повышения температурной стабильности состоит в использовании принципа автоматической коррекции. При этом корректируется не только преобразователь напряжения в частоту, но и усилитель выходного напряжения моста. Корректироваться может как нулевая частота f_0 , соответствующая начальному разба-

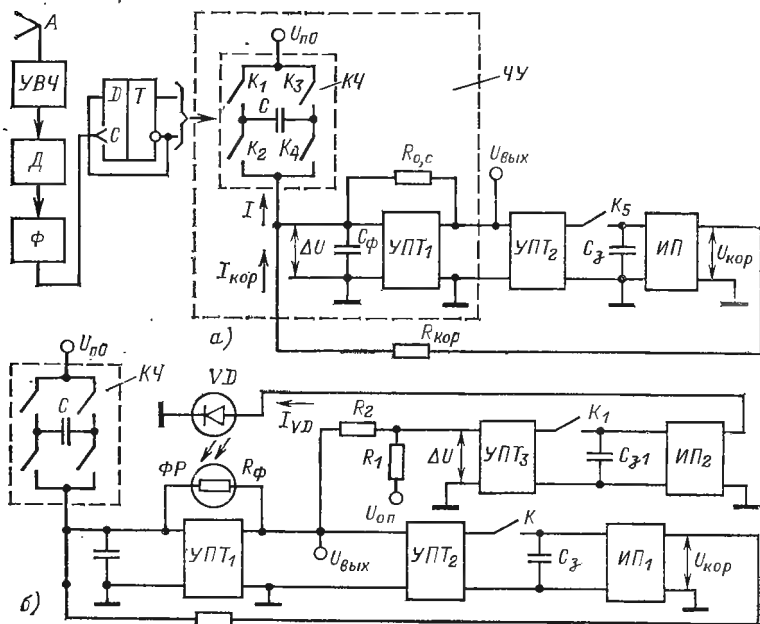


Рис. 50. Схемы приемного устройства для случая кратковременных испытаний с автоматической коррекцией: нуля (а); нуля и крутизны (б).

лансу ТМ, так и крутизна характеристики преобразования всего измерительного тракта. Наиболее просто осуществить коррекцию при непродолжительных по времени испытаниях, при которых параметры измерительного тракта можно считать неизменными. В таких случаях при коррекции нулевой частоты перед началом испытаний, т. е. когда торсион не нагружен, выходной параметр приемного прибора автоматически устанавливается равным нулю путем введения специального корректирующего сигнала. После окончания коррекции этот сигнал запоминается на все время испытаний. Значение выходно-

го параметра, соответствующее номинальному моменту (или другому калиброванному значению), устанавливается введением разбаланса ТМ, соответствующего этому моменту, либо путем задания тем или иным способом этого момента.

На рис. 50,а приведена функциональная схема приемного устройства с автоматической коррекцией f_0 для случая использования радиоканала. Сигнал из приемной антенны А поступает на усилитель высокой частоты УВЧ, после чего детектируется детектором Д, к выходу которого подключен формирователь Ф. Выходные импульсы формирователя подаются на счетный вход триггера; длительность прямоугольных импульсов на выходе последнего, управляющих ключами $K_1—K_4$ конденсаторного частотомера КЧ, равна периоду выходного напряжения передающего устройства. Частотомерное устройство ЧУ, выполненное по схеме рис. 6,а, состоит из КЧ, подключенного ко входу УПТ₁, охваченного параллельной ООС ($R_{0,c}$). Перед началом испытаний включается передающее устройство и замыкается ключ K_5 . Выходное напряжение УПТ₁ подается на один из входов УПТ₂, второй вход которого заземлен. К выходу УПТ₂ подключен запоминающий конденсатор C_3 , нагруженный на истоковый повторитель ИП; на выходе последнего образуется корректирующее напряжение $U_{кор}$, подаваемое через резистор $R_{кор}$ на вход УПТ₁. Ток $I_{кор}$, проходящий через $R_{кор}$, противоположен по направлению выходному току $I_{КЧ}$. При большом коэффициенте усиления УПТ₁ и УПТ₂ напряжение $U_{вых}$ устанавливается близким по величине к приведенному ко входу УПТ₂ его напряжению смещения, не превышающему обычно нескольких милливольт.

В момент начала испытаний ключ K_5 размыкается, испытуемый двигатель начинает вращаться, и частота f импульсов передающего устройства меняется в соответствии с изменением момента, приводя к увеличению $U_{вых}$. Полагая сигнал $U_{кор}$ в процессе испытаний неизменным, получаем:

$$U_{вых} \approx 4U_{по}C(f - f_0)R_{0,c} = k\delta R. \quad (188)$$

Таким образом, независимо от начальной частоты f_0 напряжение $U_{вых}$ в процессе испытаний остается пропорциональным δR .

Крутизна характеристики преобразования, определяемая k , не корректируется, однако при использовании термостабильных элементов в передающем устройстве, от номиналов которых зависит f , а также C и $R_{0,c}$ в приемном, в процессе испытаний она практически не изменяется.

В схеме рис. 50,б осуществляется коррекция как начальной частоты, так и крутизны преобразования. Коррекция начальной частоты производится так же, как и в предыдущем случае, при замыкании ключа K . После размыкания K тем или иным способом устанавливается максимальный разбаланс моста и частота f принимает максимальное значение f_{max} ; одновременно с этим замыкается ключ K_1 , подключая к выходу УПТ₃ запоминающий конденсатор $C_{з1}$, к которому подключен истоковый повторитель ИП₂, нагруженный на светодиод VD . Последний освещает фоторезистор $ФР$, изменяя его сопротивление $R_{ф}$. Напряжение на выходе УПТ₁

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}} = 4(f_{\text{max}} - f_0)CU_{\text{по}}R_{\text{ф}}, \quad (189)$$

т. е. пропорционально $(f_{\text{max}} - f_0)$ и $R_{\text{ф}}$.

При большом коэффициенте усиления УПТ₃ ток через VD , $R_{\text{ф}}$ и $U_{\text{вых}}$ изменяются до тех пор, пока ΔU станет близким к нулю, что соответствует выполнению равенства

$$U_{\text{вых max}} = U_{\text{оп}}R_2/R_1 = \text{const.} \quad (190)$$

Этому значению $U_{\text{вых}}$ соответствует, согласно (189), сопротивление $R_{\text{ф}} = R_{\text{ф1}} = U_{\text{вых max}} / [4CU_{\text{по}}(f_{\text{max}} - f_0)]$.

После окончания переходных процессов в схеме ключ K_1 размыкается, и напряжение на $C_{з1}$, ток I_{VD} , а значит, и $R_{\text{ф1}}$ запоминаются. Таким образом, частоте f_0 соответствует значение $U_{\text{вых}} \approx 0$; частоте f_{max} — напряжение $U_{\text{вых max}}$, следовательно, крутизна k характеристики преобразования поддерживается, согласно (190), равной

$$k = U_{\text{вых max}} / (\delta R_{\text{max}} - \delta R_0) = U_{\text{оп}}R_2 / [(\delta R_{\text{max}} - \delta R_0)R_1] = \text{const.} \quad (191)$$

Недостатком рассмотренных схем является невозможность проведения длительных испытаний в связи с разрядом запоминающих конденсаторов и временной нестабильностью элементов. В случае продолжительных испытаний коррекция должна производиться периодически в течение всего времени испытаний. Чтобы разли-

чить сигналы измерения, коррекции нуля и крутизны можно использовать один из видов модуляции, например частотную.

Определенные трудности возникают с выработкой калиброванных сигналов на выходе ТМ. Один из них, осуществляющий калибровку нуля, соответствует ненагруженному валу и может быть получен подключением обоих входов усилителя рассогласования к одной и той же точке измерительной диагонали, как в схеме рис. 48. Мост при этом должен быть точно сбалансирован, т. е. его выходное напряжение при ненагруженном вале должно быть равно нулю. Сложнее решить задачу получения выходного сигнала ТМ, соответствующего максимальному или другому калиброванному значению момента.

Если измеряемый момент остается за время коррекции практически неизменным, калибровку крутизны можно осуществить образованием на выходе ТМ калиброванного приращения выходного сигнала. Функциональные схемы передающего и приемного устройств такого преобразователя приведены соответственно на рис. 51, а и б. В режиме измерения ключи K_1, K_3 замкнуты, а K_2, K_4 разомкнуты. Импульсы ПНЧ включают высокочастотный генератор передатчика ГВЧ, вырабатывающий импульсные радиосигналы с частотой несущей f_1 . Эти сигналы выделяются в приемном устройстве фильтром ФВЧ₁, подключенным к устройству управления УУ, которое вырабатывает сигналы, управляющие ключами КЧ, а также ключами $K_5—K_7$. В режиме измерения ключ K_6 замкнут, а ключи K_5 и K_7 разомкнуты, выходное устройство ВУ работает как усилитель напряжения ЧУ, причем

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{чу}} R_2 / R_1. \quad (192)$$

Непосредственно перед началом калибровки генератор тактовых импульсов ГТИ вырабатывает управляющий импульс длительностью $t_{\text{кал1}}$, подаваемый на модулятор ГВЧ, изменяя частоту последнего. Первый же сигнал новой частоты f_2 выделяется ФВЧ₂ и размыкает ключ K_6 , переводя ВУ в режим запоминания. Напряжение $U_{\text{вых}}$ в течение всего времени коррекции остается неизменным и определяется выражением (192), в котором $U_{\text{чу}} = U_{\text{чу0}}$ соответствует моменту размыкания K_6 . После размыкания K_6 происходит замыкание K_4 , под-

ключающего параллельно одному из плеч моста постоянный добавочный резистор $R_{доб}$. Результирующее сопротивление этого плеча изменяется на фиксированное значение $\Delta R_{доб}$, которому соответствует приращение (увеличение) частоты ПНЧ, равное $\Delta f_{доб}$. В результате коррекции коэффициент передачи приемного устройства дол-

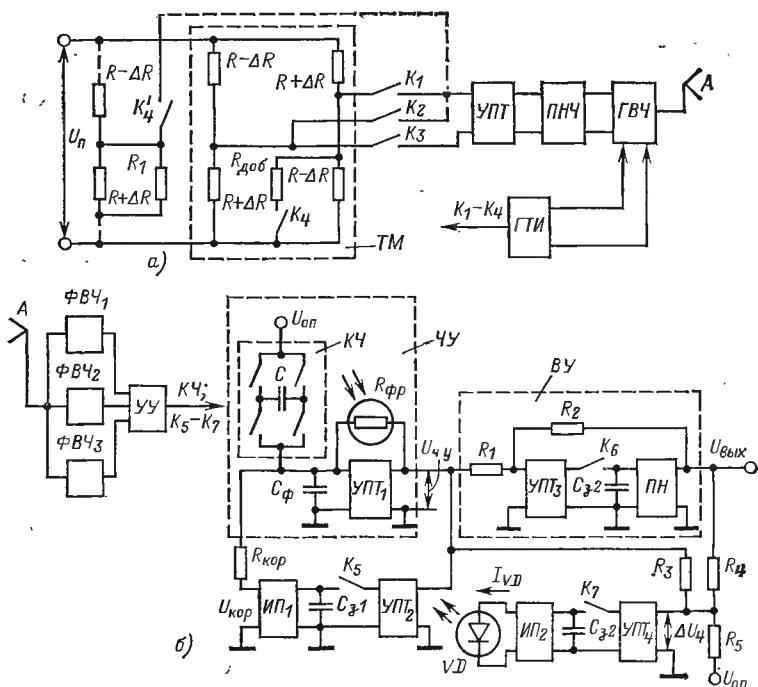


Рис. 51. Функциональная схема системы с периодической коррекцией нуля и крутизны в процессе испытаний.

жен измениться таким образом, чтобы этому приращению частоты соответствовало бы строго определенное приращение $\Delta U_{вых}$. С этой целью напряжение $U_{чу} = U_{чу1}$, противоположное ему по полярности напряжение $U_{вых}$, соответствующее значению $U_{чу} = U_{чу0}$ перед коррекцией, и стабильное напряжение $U_{оп}$ с полярностью, соответствующей $U_{вых}$, подаются через резисторы $R_3 - R_5$, образующие параллельный сумматор, на вход УПТ₄ с большим коэффициентом усиления. Выходное напряжение УПТ₄ через ключ K_7 поступает на запоми-

нающий конденсатор C_{32} , подключенный ко входу истокового повторителя $ИП_2$. К выходу последнего подключен светодиод VD , образующий вместе с фоторезистором оптронную пару. Ток I_{VD} через VD и сопротивление $R_{фр}$ меняются до тех пор, пока напряжение ΔU_4 на входе $УПТ_4$ не уменьшится до ничтожно малого значения; полагая $\Delta U_4=0$, получаем:

$$U_{чy1}/R_3 = U_{чy0}R_2/(R_1R_4) + U_{оп}/R_5. \quad (193)$$

Выберем $(R_2R_3)/(R_1R_4)=1$, тогда

$$\Delta U_{чy} = U_{чy1} - U_{чy0} = U_{оп}R_3/R_5 = \text{const.} \quad (194)$$

Следовательно, приращение $\Delta U_{чy}$, вызванное подключением $R_{доб}$, является строго постоянным, не зависящим от параметров измерительного тракта; если сохранить данное значение $R_{фр}$ и перевести преобразователь в режим измерения, такому приращению $U_{чy}$ будет соответствовать строго постоянное приращение $U_{вых} (\Delta U_{вых})$, определяемое выражением

$$\Delta U_{вых} = \Delta U_{чy}R_2/R_1 = U_{оп}R_2R_3/(R_1R_5) = \text{const.} \quad (195)$$

а значит и строго стабильная крутизна преобразования.

После окончания переходных процессов в системе, вызванных переключением в режим коррекции крутизны, размыкается ключ K_7 , и значения I_{VD} и $R_{фр}$, соответствующие установленной крутизне, запоминаются.

Сразу после окончания первого импульса $ГТИ$ вырабатывает второй импульс длительностью $t_{кал2}$, поступающий на второй вход модулятора $ГВЧ$ и изменяющий частоту несущей, а также замыкающий K_2 и размыкающий K_1 и K_4 , переводя передающее устройство в режим коррекции нуля. Частота выходных импульсов $ПНЧ$, равная частоте следования радиоимпульсов, соответствует нулевому напряжению на выходе $ТМ$, т. е. ненагруженному торсиону, и равна f_0 ; эти импульсы выделяются $ФВЧ_3$ и поступают на $УУ$. Последнее вырабатывает сигнал, приводящий к замыканию K_5 , и приемное устройство переходит в режим коррекции нуля. Коррекция осуществляется так же, как в схеме рис. 50,а. В результате коррекции вырабатывается новое значение корректирующего напряжения $U_{кор}$, устанавливающее напряжение $U_{чy}=0$. Время $t_{кал2}$ выбирается таким обра-

зом, чтобы переходные процессы в ЧУ успели бы закончиться. Перед окончанием импульса ГТИ ключ K_5 размыкается; после окончания импульса происходит размыкание K_2 и замыкание K_1 , передающее устройство переходит в режим измерения и ПНЧ вновь вырабатывает частоту f , определяемую измеряемым моментом. После окончания переходных процессов в ЧУ происходит замыкание K_6 и приемное устройство также переходит в режим измерения, причем корректирующее напряжение $U_{кор}$ и ток I_{VD} не изменяются вплоть до новой коррекции.

Единственное требование, предъявляемое к отдельным узлам измерительного тракта рассмотренного преобразователя, — линейность характеристики преобразования. Рассмотренные выше простые ПНЧ, а также УПТ, ЧУ и ВУ этому требованию удовлетворяют. Необходимо, однако, отметить, что коррекция крутизны оказывается эффективной только в том случае, если за время коррекции измеряемый момент существенно не меняется. В противном случае к сигналу моста, вызванному подключением $R_{доб}$, добавляется сигнал, обусловленный изменением момента, и установленное в результате коррекции значение крутизны оказывается не постоянным, определяемым первым сигналом, а зависящим также от второго. В таких случаях на вход УПТ во время коррекции крутизны необходимо подать сигнал, соответствующий максимальному либо другому калиброванному значению момента. Для этого на валу может быть собран, например с использованием постоянных резисторов, второй, нерабочий, мост, в котором установлен требуемый разбаланс, и во время коррекции вход УПТ должен подключаться к измерительной диагонали именно этого моста. Можно применить также дополнительный полумост на основе двух тензорезисторов, идентичных основным, образующий с одной из ветвей рабочего моста дополнительный, нерабочий, мост, используемый только во время коррекции крутизны. При этом резисторы с одноименными деформациями включаются не в противоположащие, а в смежные плечи моста, в результате чего выходной сигнал измерительной диагонали при изменении момента не меняется. На рис. 51 подключение полумоста к основному мосту и связь дополнительного моста с УПТ через ключ K'_4 показаны пунктиром. С помощью постоянного резистора R_1 устанавливается требуемый

разбаланс дополнительного моста, соответствующий определенному моменту.

В рассмотренных преобразователях выходной сигнал ТМ преобразуется в частоту импульсов, измеряемую конденсаторным частотомерным устройством. Быстродействие последнего определяется фильтрами, входящими в состав ЧУ, и чаще всего невелико — при измерении частот порядка единиц килогерц оно составляет 10—50 мс. Для повышения быстродействия можно применить более сложные, например, цифро-аналоговые ЧУ (§ 4) либо ввести в состав ЧУ дополнительный канал, состоящий из быстродействующих периодомерного и делительного устройств на основе интегрального аналогового умножителя (рис. 16).

Если осуществляется преобразование выходного сигнала ТМ не в частоту, а в период, измерение последнего должно производиться периодомерным устройством. Измерение периода можно осуществить за один-два периода входного сигнала как с помощью цифровых, так и более простых аналоговых устройств [14].

Для передачи измерительной информации с вращающегося вала может быть также применена и широтно-импульсная модуляция. Длительность $t_{\text{и}}$ выходных импульсов широтно-импульсного модулятора (ШИМ) должна быть прямо пропорциональна выходному напряжению ТМ и обратно пропорциональна его напряжению питания. Иначе говоря, ШИМ должен осуществлять модуляцию отношения двух постоянных напряжений. В настоящее время разработано большое количество различных схем ШИМ, многие из которых осуществляют модуляцию отношения двух напряжений [9, 14].

В аналоговом приемном устройстве при использовании ШИМ применяют фильтры постоянной составляющей, рассмотренные в § 3. Выходное напряжение таких ФПС, как видно из (31), пропорционально частоте следования импульсов, что приводит к появлению дополнительной погрешности при изменении частоты генератора запускающих ШИМ импульсов. Другим недостатком такого приемного устройства является его инерционность.

Измерить длительность прямоугольного импульса можно и другим путем, интегрируя за время действия импульса стабильное постоянное напряжение. Выходное напряжение интегратора, пропорциональное к концу действия импульса $t_{\text{и}}$, запоминается после окончания

последнего. Время установления выходного напряжения в таком преобразователе не превышает двух периодов входных импульсов, причем результат интегрирования не зависит от частоты их следования. Такой преобразователь может быть выполнен по схеме БФПС на рис. 37 без множительного устройства МУ.

Точность всего измерительного тракта существенно повышается в случае использования автоматической коррекции, которая может проводиться либо перед началом испытаний, как в схемах рис. 50, либо непрерывно в процессе испытаний, как в схеме рис. 51. Системы с коррекцией с ШИМ строятся так же, как и при частотной модуляции.

20. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ТЕНЗОМОСТОВ В ЧАСТОТУ СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПЯЖЕНИЯ

В последнее время замечен интерес, проявляемый разработчиками моментомерных устройств к RC -генераторам синусоидальных колебаний, управляемых выходным сигналом тензометрических мостов. RC -генератор

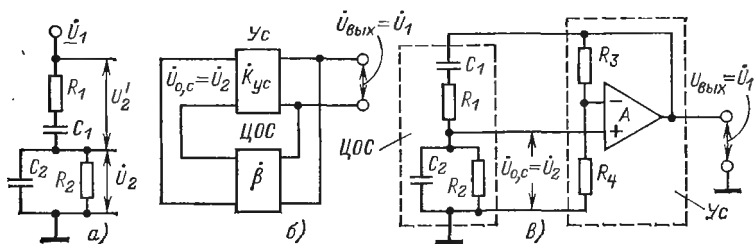


Рис. 52. Принципиальная схема RC -контура (а); структурная (б) и принципиальная (в) схемы RC -генератора синусоидальных колебаний.

синусоидальных колебаний состоит из усилителя переменного тока с двумя цепями обратной связи — ПОС и ООС, одна из которых образуется RC -контуром. На рис. 52,а приведена наиболее распространенная схема такого контура. Для выходного напряжения контура нетрудно получить:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \left[1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} \right) \right]^{-1}. \quad (196)$$

Комплексный коэффициент передачи контура

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_2}{U_1} = \left[1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} \right) \right]^{-1}. \quad (197)$$

При некоторой частоте $\omega = \omega_0$ мнимое слагаемое в знаменателе (197) обращается в нуль и коэффициент передачи β становится вещественным числом β_0 . Из (197) имеем:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}; \quad (198)$$

$$\beta_0 = (1 + R_1/R_2 + C_2/C_1)^{-1}. \quad (199)$$

На рис. 52,б приведена общая структурная схема генератора синусоидальных колебаний, состоящая из усилителя $Ус$ с коэффициентом усиления $K_{Ус}$ и цепи обратной связи ЦОС с коэффициентом передачи β . Генерирование незатухающих колебаний, как известно, возможно при одновременном выполнении двух условий [38]:

условия баланса фаз

$$\varphi_{\beta} + \varphi_{Ус} = 0 \quad (200)$$

и условия баланса амплитуд

$$|\dot{k}_{yc}| |\dot{\beta}| = 1. \quad (201)$$

Первое из них требует, чтобы на частоте колебаний суммарный фазовый сдвиг, вносимый $Ус$ и ЦОС, был бы равен нулю; второе накладывает ограничение на $|K_{Ус}|$, который при выбранной ЦОС на частоте генерации должен быть

$$|\dot{k}_{yc}| = 1/|\dot{\beta}|. \quad (202)$$

Наиболее просто выполнить $Ус$ широкополосным, практически не вносящих фазовых сдвигов в широком диапазоне частот ($\varphi_{Ус} = 0$); условие (200) в этом случае будет выполняться на той частоте ω_r , на которой $\varphi_{\beta} = 0$. Если в качестве ЦОС используется RC -цепь рис. 52,а, генерация возможна на частоте $\omega_r = \omega_0$, определяемой (198), на которой $|\dot{\beta}| = \beta_0$. Требуемое значение $|K_{Ус}|$ устанавливается и стабилизируется введением в $Ус$ ООС.

Схема простейшего RC -генератора приведена на рис. 52,в. $Ус$ построен на основе ИОУ А с последователь-

ной ООС (R_3, R_4) и имеет коэффициент усиления

$$\dot{k}_{yc} = |\dot{k}_{yc}| = 1 + R_3/R_4. \quad (203)$$

В ЦОС включен рассмотренный выше RC -контур (рис. 52,а). При выполнении условия (202) в схеме устанавливаются незатухающие колебания, частота ω_r которых определяется (198), т. е. зависит от параметров контура, причем зависимость эта нелинейна.

Для линеаризации характеристики преобразования генератора в состав RC -контура в [39] предложено ввести вместо резистора R_2 нелинейное сопротивление — термистор. В [41] термистор заменен фоторезистором, управляемым выходным напряжением генератора, что позволяет повысить точность преобразования. Период выходного напряжения таких генераторов прямо пропорционален сопротивлению второго резистора контура. Однако эти схемы не могут быть непосредственно применены для преобразования малых девиаций сопротивления тензодатчиков, поскольку в этом случае девиация выходной частоты генератора столь же мала.

В [42] с целью увеличения девиации частоты предложено подать в одно из плеч RC -цепи рис. 52,а переменное напряжение, совпадающее по фазе и частоте с выходным, но пропорциональное измеряемой девиации сопротивления и выходному напряжению. Идея эта получила свое дальнейшее развитие в ряде работ этих и других авторов, из которых следует отметить [43—45, 49, 24]. В [44] описан измерительный преобразователь девиации сопротивления тензодатчиков в пропорциональную девиацию частоты, причем тензодатчики включены в схему тензометрического моста. Мост питается выходным напряжением RC -генератора, вследствие чего напряжение на измерительной диагонали, совпадая по форме и фазе с питающим, пропорционально девиации сопротивления датчиков и выходному напряжению генератора. Напряжение питания моста подается через раздельный трансформатор, что позволяет заземлить одну из точек измерительной диагонали.

В преобразователе, описанном в [45], вместо тензометрического моста используется дифференциальная измерительная схема, работающая на переменном токе (см. также рис. 43,а). Питание схемы осуществляется выходным напряжением генератора и находящимся с ним в противофазе напряжением, получаемым с помощью специального фазоинверсного каскада, подключенного к выходу генератора. Поскольку выходной сигнал дифференциальной схемы образуется относительно общей точки источников питания, в схеме удалось отказаться от раздельного трансформатора.

Основным недостатком преобразователей, рассмотренных в [42—45], является принципиальная нелинейность характеристики преобразования $\omega = \varphi(\delta R)$. Соответствующим выбором параметров приведенную погрешность от нелинейности можно уменьшить до приемлемого значения. Так, в [44] описан преобразователь, у которого $\gamma_{нmax} \leq 1\%$. Диапазон изменения измеряемых преобразователем моментов 0—600 Нм; погрешность, обусловленная изменением напряжения питания на $\pm 10\%$, не превышает 0,5%, изменением температуры на 10°C — 0,5%. Для уменьшения нелинейных искажений в цепи ООС усилителя включен термистор. В преобразователе применен индуктивный токосъемник.

Следующий шаг в развитии таких преобразователей заключался во введении сопротивления, зависящего от выходного напряжения, непосредственно в RC -контур, как это было предложено ранее в [39] для преобразования больших девиаций сопротивления.

В преобразователе, описанном в [46], в качестве такого сопротивления применен полевой транзистор (рис. 53). Управляемый генератор выполнен на основе усилителя Y_1 (A_1), цепь ООС которого образована постоянными резисторами R_2 , R_3 . Цепь ПОС представляет собой RC -контур (рис. 52,а), последовательная ветвь которого

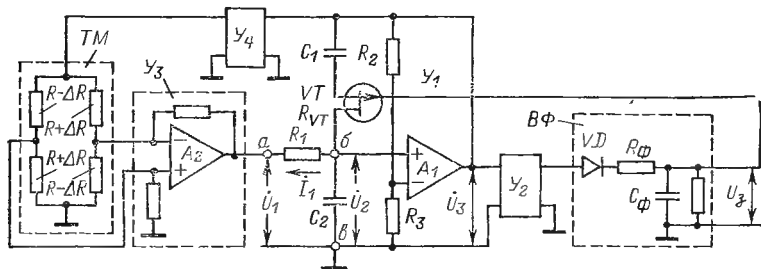


Рис. 53. Преобразователь выходного сигнала ТМ в частоту на основе RC -генератора с использованием полевого транзистора.

образована конденсатором C_1 и полевым транзистором VT , а параллельная — конденсатором C_2 и некоторым эквивалентным сопротивлением $R_{\text{экв}}$ между точками б и в. Выходное напряжение U_3 генератора после дополнительного усиления с помощью Y_2 выпрямляется диодом VD и фильтруется RC -фильтром $R_{\phi}C_{\phi}$. На выходе фильтра образуется напряжение U_3 , подаваемое на затвор полевого транзистора VT .

Напряжение U_3 усиливается также по мощности усилителем Y_4 с коэффициентом усиления $k_4 \approx 1$, к выходу которого подключена питающая диагональ TM . Сигнал, снимаемый с измерительной диагонали, усиливается усилителем разности двух напряжений Y_3 , выходное напряжение которого через резистор R_1 поступает в параллельную ветвь RC -контура. Частота выходного напряжения определяется формулой (198), в которой $R_2 = R_{\text{экв}}$, а $R_1 = R_{VT}$ представляет собой сопротивление полевого транзистора переменному току.

Найдем $R_{\text{экв}}$. Согласно рис. 53

$$R_{\text{экв}} = \frac{\dot{U}_2}{I_1} = \frac{R_1}{1 \pm U_1/\dot{U}_2}, \quad (204)$$

где знак в знаменателе определяется фазой выходного напряжения TM , зависящей от знака деформации.

Напряжение на частоте генерации согласно (199)

$$\dot{U}_2 = \beta_0 \dot{U}_3 = (1 + R_{VT}/R_{\text{экв}} + C_2/C_1)^{-1} U_3. \quad (205)$$

Напряжение $\dot{U}_2$ пропорционально выходному напряжению TM , которое в свою очередь пропорционально δR и напряжению $\dot{U}_3$:

$$\dot{U}_1 = k_3 \delta R \dot{U}_3, \quad (206)$$

где k_3 — коэффициент усиления Y_3 .

Подставляя (205) и (206) в (204), получаем:

$$R_{\text{ЭКВ}} = R_1 / (1 \pm \delta R k_3 / \beta_0). \quad (207)$$

Поскольку в установившемся режиме всегда выполняется условие (201), а $|k_{yc}| = 1 + R_2/R_3 = \text{const}$, β_0 автоматически поддерживается неизменным и равным

$$\beta_0 = 1/|k_{yc}| = R_3/(R_2 + R_3) = \text{const}, \quad (208)$$

откуда из (199) получаем:

$$R_{VT} = R_{\text{ЭКВ}} (R_2/R_3 - C_2/C_1). \quad (209)$$

Частоту генерации найдем из (198), учитывая (207), (209), а также заменяя в ней R_1 на R_{VT} , R_2 на $R_{\text{ЭКВ}}$:

$$\omega_r = (1 \pm \delta R k_3 / \beta_0) / \alpha R_1, \quad (210)$$

$$\alpha = \sqrt{C_1 C_2 (R_2/R_3 - C_2/C_1)};$$

приращение частоты, обусловленное δR

$$\Delta\omega = \pm \delta R \omega_{r0} k_3 / \beta_0, \quad (211)$$

где

$$\omega_{r0} = 1/(\alpha R_1) \quad (212)$$

— начальная частота генерации, получаемая при $\delta R = 0$.

Следовательно, $\Delta\omega$ строго пропорциональна δR . Относительное изменение частоты

$$\delta\omega = \Delta\omega / \omega_{r0} = \pm \delta R k_3 / \beta_0 \quad (213)$$

в k_3/β_0 раз превосходит значение δR и при больших k_3 весьма значительно. Часто принимают $R_3 = 2R_4$, $C_1 = C_2$, тогда $\alpha = C$; $\omega_{r0} = 1/R_1 C$; $k_{yc} = 3$; $\beta_0 = 1/3$; $\delta\omega = \pm 3k_3 \delta R$.

Рассмотрим работу схемы в переходном режиме. Пусть, например, произошло приращение сопротивлений тензодатчиков предварительно уравновешенного ТМ в направлении, соответствующем знакам ΔR на рис. 53. На выходе Y_3 появляется напряжение U_1 , совпадающее по фазе с напряжениями U_3 и U_2 , что приводит к уменьшению тока I_1 и увеличению вследствие этого $R_{\text{ЭКВ}}$. Согласно (198) частота ω_r уменьшается, а напряжения U_2 и U_3 возрастают, что приводит к увеличению U_3 и запирающему полемому транзистора, т. е. к росту R_{VT} . Последний ограничивает дальнейшее увеличение U_2 , и при выполнении равенства (209) схема переходит в установившийся режим.

В рассмотренной схеме использованы следующие элементы; A_1 , A_2 — типа 1УТ401Б; Y_2 — на транзисторе КТ301 по схеме с общим эмиттером; Y_4 — эмиттерный повторитель на транзисторе П116; $R_1 = 2,7$ кОм; $R_2 = 30$ кОм; $R_3 = 15$ кОм; $R_\Phi = 3,3$ кОм; VD — типа ДЗ12А; $C_1 = C_2 = 9400$ пФ; $C_\Phi = 2$ мкФ; VT — КП103И; тензорезисторы типа ПҚБ.20.200 ($R = 200$ Ом). При $\Delta R = 2$ Ом ($\delta R = 0,01$) частота f меняется в диапазоне 2260—11930 Гц, т. е. более чем в 5 раз. Максимальная приведенная погрешность от нелинейности $\gamma_{н\text{max}} < 0,15\%$; приведенная температурная погрешность при изменении температуры от 20 до 30°C не превышает 0,5%; приведенная погрешность, вызванная изменением напряжения питания на $\pm 10\%$, не превышает 0,5%; время установления выходной частоты при скачкообразном изменении δR не превышает 4 мс.

В [47] описывается бесконтактный частотный датчик крутящего момента с индуктивным токосъемником, частотный преобразователь которого выполнен по схеме рис. 53. Частотный преобразователь, источник питания и передающая катушка токосъемника укреплены на тензомуфте, представляющей собой сплошной вал диаметром 20 мм. В качестве источника питания используются две аккумуляторные батареи типа 7Д-0,1, размещенные в цилиндрических пазах, предусмотренных в корпусе преобразователя. Потребляемая от источника мощность — 100 мВт, время непрерывной работы без подзарядки — 8 ч. Диапазон измеряемых крутящих моментов ± 20 Нм; $f = 2622 \div 7408$ Гц; $\gamma_{\text{max}} < 0,2\%$; время установления выходной частоты при скачкообразном изменении δR не превышает 4 мс.

Дальнейшее повышение точности рассматриваемого класса преобразователей связано с заменой типа управляемого сопротивления. Полевой транзистор требует для управления ничтожно малой мощности и является в то же время существенно нелинейным сопротивлением, которое сильно зависит от приложенного напряжения, что вызывает появление нелинейных искажений и связанной с ними нелинейности характеристики преобразования. Практически не зависит от приложенного напряжения сопротивление фоторезисторов, поэтому применение в RC -контуре вместо полевого транзистора фоторезистора должно повысить точность преобразователя. Преимуществом фоторезистора является также полная изолированность его от управляющей цепи. Недостатком фоторезисторов является значительно большая мощность управления. Кроме того, при использовании фоторезисторов в качестве управляемых сопротивлений RC -генератора, необходимо учитывать, что с увеличением напряжения, приложенного к источнику излучения, сопротивление фоторезистора уменьшается, поэтому непосредственное включение фоторезистора вместо полевого транзистора в схеме рис. 53 оказывается невозможным. Необходимо либо так выполнить управляющую схему, чтобы световой поток с ростом выходного напряжения $\dot{U}_3$ генератора уменьшался и сопротивление фоторезистора возрастало, либо изменить место включения управляемого сопротивления. В [48] принят второй путь, и фоторезистор включен в параллельную ветвь RC -контура; напряжение же на вход усилителя RC -генератора снимается с последовательной ветви. Коэффициент передачи контура в этом случае (см. рис. 52,а)

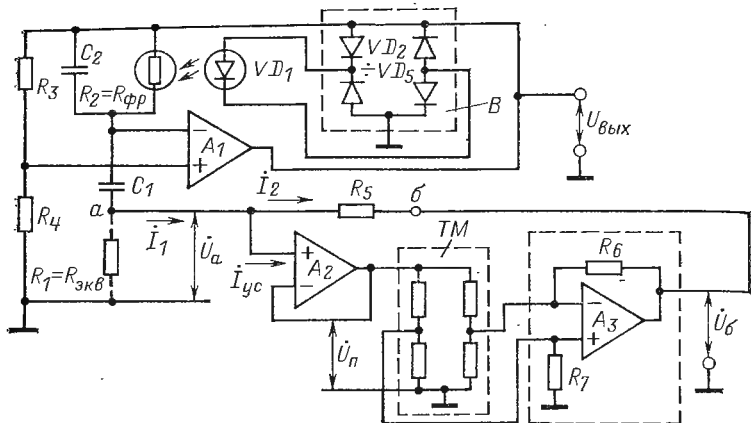
$$\beta_1 = \frac{\dot{U}'_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_1/R_2 + C_2/C_1 + j[\omega C_2 R_1 - 1/(\omega C_1 R_2)]}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1 + j[\omega C_2 R_1 - 1/(\omega C_1 R_2)]}. \quad (214)$$

На частоте $\omega = \omega_0$, определяемой (198), β_1 становится вещественным числом

$$\beta_{10} = \frac{R_1/R_2 + C_2/C_1}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1}. \quad (215)$$

Это значение β_{10} является минимально возможным модулем $|\beta_1|$; при $\omega \gg \omega_0$ и $\omega \ll \omega_0$ $|\beta_1| \rightarrow 1$, а фазовый сдвиг $\varphi(\omega)$, вносимый контуром — к нулю.

Схема преобразователя с фоторезистором в составе RC -контура приведена на рис. 54 [48]. Фоторезистор $ФР$ освещается светодиодом VD_1 , подключенным через диодный выпрямитель B к выходу генератора. Фоторезистор включен в параллельную ветвь RC -



контура; сопротивление R_1 последовательной ветви равно некоторому эквивалентному сопротивлению $R_1 = R_{\text{экв}}$ (показано пунктиром), подключенному между точкой a и общей точкой схемы. Поскольку на частоте ω_0 контур имеет наименьший коэффициент передачи, его следует включить в цепь ООС, а не ПОС усилителя A_1 , входящего в состав генератора. Цепь ПОС образована резисторным делителем с коэффициентом передачи β , не зависящим от частоты:

Коэффициент усиления усилителя с контуром в цепи ООС

Поскольку цепь ПОС фазового сдвига не вносит, условие баланса фаз выполняется и генерация возможна, когда $k_{ус}$, а значит и β_1 , — положительное вещественное число, т. е. на частоте ω_0 , определяемой из (198), при этом $|\beta_1| = \beta_{10}$ (215). Подставляя (216) и (217) в (201), после несложных преобразований получаем:

Откуда

К точке a (рис. 54) подключен согласующий повторитель напряжения на основе A_2 , выходное напряжение $\dot{U}_n$ которого является напряжением питания моста. Следовательно, $\dot{U}_n = \dot{U}_a$. Выходное напряжение ТМ на холостом ходу

Напряжение $U_{\text{тм}, \text{х}, \text{х}}$ усиливается усилителем разности двух напряжений (A_3), который при $R_7=R_6$ имеет коэффициент усиления

$k_3 = 2R_6/R$. Следовательно,

$$\dot{U}_6 = k_3 \dot{U}_{TM}, \text{ где } x = \pm k_3 \dot{U}_a \delta R. \quad (221)$$

Пренебрегая ничтожно малым входным током I_{yc} ПН и учитывая (221), для сопротивления $R_{зкв} = R_1$ получаем:

$$R_{зкв} = R_1 = \frac{\dot{U}_a}{I_1} = \frac{\dot{U}_a}{I_2} = \frac{\dot{U}_a}{(\dot{U}_a - \dot{U}_6)/R_5} = \frac{R_5}{1 \mp k_3 \delta R}. \quad (222)$$

Подставляя R_1 и R_2 из (222) и (219) в (198), находим:

$$\omega_r = \omega_0 = \frac{1}{R_{зкв}} \sqrt{\frac{m}{C_1 C_2}} = \omega_{r0} + \Delta\omega, \quad (223)$$

где $\omega_{r0} = \alpha$ — начальная частота генератора при $\delta R = 0$; $\alpha = \sqrt{m/(C_1 C_2)}/R_5$; $\Delta\omega = \pm \delta R \omega_{r0} k_3$ — приращение частоты, обусловленное наличием δR . Относительное приращение частоты

$$\delta\omega = \Delta\omega/\omega_{r0} = \pm k_3 \delta R \quad (224)$$

пропорционально δR и в k_3 раз превышает δR .

В частном случае при $C_1 = C_2$, $R_4 = 2R_3$ из (218) получаем $m=1$, $R_1 = R_2$, $\omega_{r0} = 1/CR_5$, $\delta\omega = \pm k_3 \delta R$. По сравнению с предыдущим случаем приращение $\delta\omega$ при том же k_3 вдвое меньше, что объясняется меньшим напряжением питания ТМ, которое теперь равно части выходного напряжения генератора.

Описанный преобразователь имеет следующие параметры: диапазон изменения выходной частоты 1450—2310 Гц; $\gamma_{нм\alpha} \leq 0,05\%$; приведенная температурная погрешность при изменении температу-

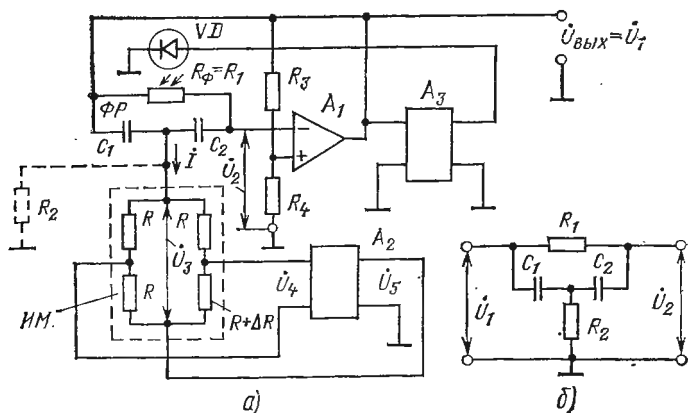


Рис. 55. Линейный преобразователь девиации активного сопротивления в период колебаний RC-генератора (а); схема Т-образного RC-контура (б).

ры от 20 до 30°C не более 0,1%; погрешность, обусловленная изменением напряжения питания на $\pm 10\%$, не превышает 0,1%; уход частоты в течение восьмичасового периода работы после двадцатиминутного прогрева не превышает 0,5 Гц; максимальная амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 2$ В; коэффициент нелинейных искажений не превышает 0,6%. В схеме использованы фоторезистор СФ2-5 и светодиод АЛ102А.

Рассмотренные преобразователи отличаются сравнительной простотой и высокой точностью. Однако по быстродействию и величине температурной погрешности они уступают ряду преобразователей, рассмотренных в предыдущем параграфе, в особенности в случае использования принципа автоматической коррекции.

В рассмотренных выше высокочувствительных преобразователях измеряемой девиации сопротивления пропорциональна частота колебаний генератора. В схеме рис. 55,а измеряемой девиации сопротивления пропорционален период колебаний [55]. Частотно-зависимая цепь представляет собой Т-образный RC-контур (рис. 55,б), коэффициент передачи которого определяется выражением

$$\beta_1 = 1 - \left[1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1 R_2}{C_2 R_1} + j \left(\omega C_1 R_2 - \frac{1}{\omega C_2 R_1} \right) \right]^{-1}.$$

Частота квазирезонанса определяется из (198); коэффициент передачи на этой частоте

$$\beta_{10} = \beta_{10} = \left[1 + \frac{R_1}{R_2} / \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) \right]^{-1}.$$

Так же, как и в предыдущей схеме, контур включен в цепь ООС; цепь ПОС образована постоянными резисторами R_3, R_4 . В качестве резистора R_1 применен фоторезистор ΦP ; функции сопротивления R_2 выполняет эквивалентное сопротивление (рис. 55,а), образуемое измерительным неравновесным мостом ИМ и усилителем A_2 . Фоторезистор освещается светодиодом VD , подключенным к выходу дополнительного усилителя A_3 .

В установившемся режиме в схеме выполняется условие баланса амплитуд (201), причем

$$k_{yc} = 1/\beta_{10} = 1 + \frac{R_1}{R_2} / \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right);$$

$$|\beta| = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \text{const.}$$

Подставляя эти значения в (201), находим:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) = m = \text{const.}$$

Следовательно, при изменении R_2 частота и амплитуда $\dot{U}_1$ изменяются до тех пор, пока сопротивление R_1 фоторезистора не станет равным

$$R_1 = mR_2. \quad (225)$$

Найдем R_2 . Поскольку напряжением питания ИМ является напряжение $\dot{U}_3$, для выходного напряжения $\dot{U}_4$ моста имеем [14]:

$$\dot{U}_4 = 0,25\dot{U}_3\delta R/(1 + 0,5\delta R),$$

где $\delta R = \Delta R/R$.

Напряжение $\dot{U}_4$ усиливается с помощью A_2 , выходное напряжение которого

$$\dot{U}_5 = \dot{U}_4 K_{A2} = 0,25\delta R \dot{U}_3 K_{A2}/(1 + 0,5\delta R). \quad (226)$$

Сопротивление R_2 определяется выражением

$$R_2 = (\dot{U}_3 + \dot{U}_5)/\dot{I}. \quad (227)$$

Учитывая, что $\dot{I} = \dot{U}_3/R_m$, где R_m — входное сопротивление моста со стороны питающей диагонали, из (226) и (227) получаем:

$$R_2 = R_m [1 + 0,25\delta R K_{A2}/(1 + 0,5\delta R)]. \quad (228)$$

Следовательно, эквивалентное сопротивление R_2 пропорционально в первом приближении δR , причем коэффициент пропорциональности определяется коэффициентом усиления K_{A2} , который может быть достаточно большим. Период T_r выходного напряжения генератора найдем, решая совместно (198), (225) и (228):

$$T_r = 2\pi R_2 \sqrt{C_1 C_2 m} = 2\pi R_m \sqrt{C_1 C_2 m} [1 + \delta R K_{A2}/(1 + \delta R)].$$

Учитывая, что

$$R_m = 2R \parallel (2R + \Delta R) = R(1 + 0,5\delta R)/(1 + 0,25\delta R),$$

окончательно получаем:

$$T_r = T_{r0} [1 + 0,25\delta R(2 + K_{yc2})]/(1 + 0,25\delta R), \quad (229)$$

где $T_{r0} = 2\pi R \sqrt{C_1 C_2 m}$ — начальное значение T_r при $\delta R = 0$.

Как видно из (229), зависимость $T_r(\delta R)$ является нелинейной, что вызывается нелинейностью неравновесного моста с одним рабочим датчиком. В случае использования моста с четырьмя одинаковыми рабочими датчиками

характеристика преобразования оказывается строго линейной.

Экспериментальные исследования преобразователя дали следующие результаты [55]: при изменении R от 4 до 4,1 кОм период T_r изменялся от 350 до 920 мкс, погрешность от нелинейности не превышала 0,07%, температурная погрешность в диапазоне температур $(20 \div 30)^\circ\text{C}$ не превышала 0,15%.

21. ИЗМЕРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ МОМЕНТОВ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ПОМОЩИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

Если статический момент нагрузки равен нулю, развиваемый двигателем электромагнитный момент прямо пропорционален ускорению вращения, т. е.

$$M = J d\omega/dt = 2\pi J dn/dt,$$

где J — момент инерции подвижной части.

Следовательно, по ускорению вращения $d\omega/dt$ можно определить электромагнитный момент M .

Существует ряд способов и устройств для определения ускорения вращения — от графического дифференцирования функции $\omega(t)$ до применения специальных датчиков ускорения, называемых акселерометрами [1, 11, 23, 25]. Весьма перспективными являются так называемые акселерометры инерционного типа, позволяющие получить достаточно высокую точность измерений. Детальному исследованию таких акселерометров, их теории и расчету, а также измерительным системам на их основе посвящена [25].

Быстродействующие преобразователи частоты вращения в сигнал напряжения и тока, а также в цифровой код (некоторые из таких преобразователей рассмотрены в гл. 1) позволяют осуществить автоматическое измерение ускорения и динамического момента путем определения приращений частоты вращения через заданные фиксированные промежутки времени. В этом случае наиболее просто решается проблема связи с вращающимся валом — на нем устанавливается только фотоэлектрический или индукционный датчик частоты вращения. Поскольку последнюю все равно необходимо измерять при испытаниях электродвигателей, затраты оборудования на изменение динамического момента оказываются минимальными.

На рис. 56 приведена схема аналогового акселерометра такого типа. На вход его подается выходное напряжение $U_{\text{вых } n} = K_1 n$ измерительного преобразователя частоты вращения, выполненного по одной из схем рис. 16—18. Акселерометр состоит из двух аналоговых запоминающих устройств $ЗУ_1$ и $ЗУ_2$ и управляющего

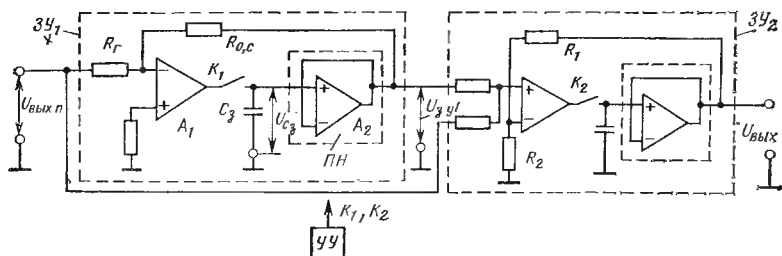


Рис. 56. Схема аналогового акселерометра.

устройства $УУ$, задающего интервалы времени Δt , через которые производится измерение приращения скорости, а также командные сигналы, управляющие работой ключей K_1 , K_2 . В момент начала каждого нового цикла ключ K_1 на короткое время замыкается и $ЗУ_1$, состоящее из предварительного усилителя на основе ИОУ A_1 , запоминающего конденсатора $C_з$ и повторителя напряжения $ПН$ с большим входным сопротивлением, превращается в усилитель постоянного тока с параллельной ООС, осуществляемой резисторами $R_{0,с}$, $R_г$. На выходе $ЗУ_1$ устанавливается напряжение

$$U_{зy1} = -U_{\text{вых } n} R_{0,с} / R_г = -K_1 n R_{0,с} / R_г.$$

Благодаря большому напряжению $U_{\text{вых } n}$ и значительной токовой нагрузке, допускаемой ИП частоты вращения и позволяющей использовать низкоомные резисторы $R_г$, $R_{0,с}$, составляющей $U_{зy1}$, обусловленной напряжением смещения нуля и входными токами A_1 , пренебрегаем.

После окончания переходных процессов ключ K_1 размыкается. Напряжение $U_{C_з}$ на конденсаторе и соответствующее ему напряжение $U_{зy1}$ сохраняются практически неизменными. По прошествии интервала времени Δt замыкается K_2 и $ЗУ_2$ превращается в суммирующий усили-

тель постоянного тока с последовательной ООС, на один из входов которого подается новое значение $U_{\text{ВЫХ}n} - U_{\text{ВЫХ}n1} = K_1 n_1$, а на второй — напряжение $U_{\text{ЗУ1}}$. На выходе ЗУ_2 устанавливается напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, равное при $R_{0,c} = R_F$

$$U_{\text{ВЫХ}} = 0,5 (U_{\text{ВЫХ}n1} + U_{\text{ЗУ1}}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = \\ = 0,5 K_1 \Delta t \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{n_1 - n}{\Delta t} = K \frac{\Delta n}{\Delta t}.$$

После окончания переходных процессов в ЗУ_2 ключ K_2 размыкается и напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, пропорциональное Δn , запоминается. Сразу же после размыкания K_2 вновь на короткое время замыкается K_1 , на выходе ЗУ_1 устанавливается новое значение $U_{\text{ЗУ1}}$, соответствующее частоте вращения n_1 , и цикл повторяется. Таким образом, напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ в любой момент времени пропорционально приращению скорости за время Δt .

Точность устройства может быть повышена применением автоматической коррекции усилителей A_1 и A_2 . Коррекцию следует производить, когда оба ЗУ работают в режиме запоминания, т. е. ключи K_1 и K_2 разомкнуты.

Разрешающая способность устройства определяется коэффициентом усиления ЗУ_2 $K_{\text{ЗУ2}} = 1 + R_1/R_2$ и может быть получена достаточно высокой, в особенности в случае автоматической коррекции, что позволяет уменьшить интервал Δt до весьма малого значения. При большом числе импульсов датчика скорости за один оборот устройство позволяет определить приращение скорости в пределах одного оборота. Схема весьма проста и может быть выполнена в составе измерительного преобразователя частоты вращения. Отсутствие каких-либо дополнительных устройств на вращающемся валу, в частности источников питания, тензодатчиков, преобразовательных схем, канала связи выгодно отличает ее от акселерометров инерционного типа.

В случае использования цифрового измерительного преобразователя частоты вращения также нетрудно построить акселерометр с цифровым и аналоговым выходами. Алгоритм работы акселерометра может быть следующим: код, соответствующий значению частоты вращения в определенный момент времени, запоминается цифровым запоминающим устройством, например триг-

герным регистром. С ним сравнивается код, характеризующий значение частоты вращения через время Δt ; полученная тем или иным способом разность кодов определяет ускорение. Оба кода могут быть преобразованы с помощью ПКН в аналоговые сигналы, и тогда разностный сигнал легко получается в аналоговой форме с помощью суммирующего усилителя.

В цифровой форме разностный код нетрудно получить, например, при помощи счетчика; разностный код для получения аналогового сигнала должен быть передан в запоминающий триггерный регистр, в выходе которого подключается ПКН.

Рассмотренные в настоящей книге методы и схемы, позволяющие осуществить автоматическое преобразование важнейших выходных параметров электродвигателей в удобный для регистрации унифицированный сигнал постоянного напряжения, отличаются высокой точностью, в ряде случаев высоким быстродействием и достаточно просты. Эти методы и схемы, разумеется, не являются единственно возможными; материал книги, по мнению автора, может оказаться полезным специалистам не только при использовании описанных, но и при разработке новых решений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Потапов Л. А., Юферов Ф. М. Измерение вращающих моментов и скоростей вращения микроэлектродвигателей. — М.: Энергия, 1974. — 128 с.
2. Богорад Г. З., Киблицкий В. А. Цифровые регуляторы и измерители скорости. — Л.: Энергия (Ленингр. отд-ние), 1966. — 120 с.
3. Жданов Г. М. Телеизмерение. Ч. II. М. — Л.: Госэнергоиздат, 1953. — 415 с.
4. Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. — М.: Советское радио, 1959. — 728 с.
5. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1973. — 608 с.
6. Цыпкин Я. З. Теория импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1958. — 724 с.
7. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. — Киев: Техніка, 1970. — 265 с.
8. Смолов В. Б., Угрюмов Е. П. Время-импульсные вычислительные устройства. — Л.: Энергия (Ленингр. отд-ние), 1968. — 140 с.
9. Махнанов В. Д., Милохин Н. Т. Устройства частотного и время-импульсного преобразования. — М.: Энергия, 1970. — 129 с.
10. Баранов В. К., Букреев С. С. Некоторые применения микросхем 1УТ405 и 1МА401. В кн.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева, 1975, вып. 7, с. 121—126.
11. Жерве Г. К. Промышленные испытания электрических машин. — Л.: Энергия (Ленингр. отд-ние), 1968. — 574 с.
12. А. с. № 473951 (СССР). Устройство для измерения абсолютного скольжения асинхронной электрической машины/ В. Л. Аарон, А. Л. Лувишис. Оpubл. в Б. И., 1975, № 22, с. 37.
13. Новицкий П. В., Кнорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками. — Л.: Энергия (Ленингр. отд-ние), 1970. — 424 с.
14. Лейтман М. Б., Мелик-Шахназаров А. М. Компенсационные измерительные преобразователи электрических величин. — М.: Энергия, 1978. — 224 с.
15. Лейтман М. Б. Частотомерное устройство компенсационного типа с унифицированным выходом по напряжению. — Изв. вузов. Приборостроение, 1974, № 6, с. 18—23.
16. Фролов Л. Б. Измерение крутящего момента. — М.: Энергия, 1967. — 120 с.
17. А. с. № 412553 (СССР). Устройство для измерения скорости вращения/ М. Б. Лейтман, Б. П. Рязанов, А. М. Ковалев. Оpubл. в Б. И., 1974, № 3, с. 173.

18. Лейтман М. Б., Барьюдин Э. Л. Быстродействующий транзисторный низкочастотный частотомер с унифицированным токовым выходом. — Измерительная техника, № 8, 1968, с. 13—15.
19. Лейтман М. Б. Измерительный преобразователь разности двух частот в напряжение постоянного тока. — Изв. вузов. Приборостроение, 1974, № 10, с. 16—19.
20. Тищенко Н. И. Триггерный способ и схема сравнения двух частот. — Измерительная техника, 1968, № 7, с. 15—17.
21. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных приборах. — Л.: Энергия, 1974. — 144 с.
22. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1964. — 576 с.
23. Саркисян Р. Г. Измерение вращающих моментов электрических микромашин. — М.: ЦНИИТЭИ Приборостроения, 1970. — 92 с.
24. Одинец С. С., Топилин Г. Е. Средства измерения крутящего момента. — М.: Машиностроение, 1977. — 190 с.
25. Соколов М. М., Масандилов Л. Б. Измерение динамических моментов в электроприводах переменного тока. — М.: Энергия, 1975. — 184 с.
26. Илюкович А. М., Шульман Б. Р. Стабилизаторы и стабилизированные источники питания переменного тока. — М. — Л.: Энергия, 1965. — 120 с.
27. Лейтман М. Б., Дыскина П. А. Преобразователь активного сопротивления в напряжение постоянного тока на основе неравновесной дифференциальной измерительной схемы. — Изв. вузов. Приборостроение, 1973, № 10, с. 15—20.
28. Лейтман М. Б. Измерительные преобразователи активного сопротивления в унифицированное напряжение постоянного тока. — Изв. вузов. Приборостроение, 1976, № 4, с. 9—11.
29. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи/ Под ред. В. Б. Смолова и Н. А. Смирнова. — Л.: Энергия (Ленингр. отд-ние), 1967. — 312 с.
30. Прянишников В. А. Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока. — Л.: Энергия (Ленингр. отд-ние), 1976. — 224 с.
31. Лейтман М. Б., Савченков В. Д. Преобразователи постоянного напряжения в частоту на основе управляемого блокинг-генератора. — В кн.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. 1977, вып. 9, с. 289—295.
32. Криксунов В. Г. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. — Киев: Гостехиздат УССР, 1958. — 208 с.
33. Лейтман М. Б. Проектирование фильтров постоянной составляющей. — Смоленск: МЭИ, 1975. — 58 с.
34. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/ Под ред. Н. Н. Горюнова. — М.: Энергия. — 744 с.
35. Гутников В. С. Применение операционных усилителей в измерительной технике. — Л.: Энергия (Ленингр. отд-ние), 1975. — 120 с.
36. Вентцель Е. С. Исследование операций. — М.: Советское радио, 1972. — 552 с.
37. Лейтман М. Б. Быстродействующий измерительный преобразователь постоянного напряжения в частоту компенсационного типа. — Изв. вузов. Приборостроение, 1976, № 6, с. 14—18.

38. **Конструирование** низкочастотных генераторов/ Д. Д. Воейков, Л. Н. Герунгер, К. К. Князев и др. Л.: Энергия (Ленингр. отделение), 1964. — 226 с.

39. **А. с. № 146209 (СССР).** Аналоговый преобразователь электрического сопротивления в частоту переменного тока/ В. С. Попов, Л. А. Нуждина. Оpubл. в Б. И., 1962, № 7, с. 72.

40. **Фремке А. В.** Телеизмерения. — М.: Высшая школа, 1968. — 264 с.

41. **Лейтман М. Б., Майоров В. Г.** Измерительные преобразователи активного сопротивления в частоту и период с использованием оптрона. — Изв. вузов. Приборостроение, 1974, № 7, с. 9—14.

42. **А. с. № 226019 (СССР).** Преобразователь сопротивления, емкости, индуктивности и взаимной индуктивности в частоту/ В. С. Попов, В. А. Азаркин. Оpubл. в Б. И., 1968, № 28, с. 48.

43. **Попов В. С., Азаркин В. А.** Многопредельный полупроводниковый омметр. — Изв. вузов. Приборостроение, 1968, № 1, с. 12—18.

44. **Яковлев Д. П., Азаркин В. А., Чумаченко И. И.** Устройство для измерения момента на валу двигателя. — Изв. вузов. Приборостроение, 1971, № 9, с. 18—21.

45. **Яковлев Д. П., Попов В. С., Азаркин В. А.** Линейный преобразователь малых девиаций сопротивлений в частоту. — Измерительная техника, 1972, № 6, с. 54—56.

46. **Яковлев Д. П., Бахтиозин А. А., Азаркин В. А.** Частотный преобразователь изменений сопротивлений тензорезисторов. — Изв. вузов. Приборостроение, 1974, № 8, с. 31—34.

47. **Яковлев Д. П., Бахтиозин А. А., Богданова Л. А.** Бесконтактный частотный датчик крутящего момента. — Изв. вузов. Приборостроение, 1976, № 7, с. 26—28.

48. **Частотный датчик для измерения малых усилий/ А. А. Бахтиозин, Э. И. Шутеев, Д. П. Яковлев, А. И. Калинин.** — Изв. вузов. Приборостроение, 1977, № 7, с. 25—28.

49. **А. с. № 453648 (СССР).** Преобразователь малых приращений сопротивления в частоту/ С. С. Одинец, С. С. Силич. Оpubл. в Б. И., 1974, № 46, с. 99.

50. **Лейтман М. Б., Ковалков Н. В.** Измерительный преобразователь пульсирующего напряжения с унифицированным выходом. — Изв. вузов. Приборостроение, 1975, № 9, с. 14—19.

51. **Лейтман М. Б.** Трансформаторный импульсный частотомер. — Изв. вузов. Приборостроение, 1963, № 4, с. 19—29.

52. **Лейтман М. Б.** О применении принципа инвариантности для улучшения точностных и динамических характеристик компенсационных измерительных преобразователей информации. — Автоматика и телемеханика, 1978, № 7, с. 169—181.

53. **Утямышев Р. И.** Техника измерения скоростей вращения. — М.: Госэнергоиздат, 1961. — 104 с.

54. **Тун А. Я.** Тахогенераторы для систем управления электроприводами. — М.: Энергия, 1966. — 112 с.

55. **Преобразователь приращений активных сопротивлений в период колебаний/ А. А. Бахтиозин, Д. П. Яковлев, Л. А. Богданова, О. А. Богатова.** — Приборы и системы управления, 1979, № 4, с. 34—36.

ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- БФПС — быстродействующий фильтр постоянной составляющей
ВУ — выходное устройство
ВФ — входной формирователь
ГИ — генератор импульсов
ГКН — генератор коммутирующего напряжения
ГТИ — генератор тактовых импульсов
ДМ — демодулятор
ДС — датчик скорости
ДУ — делительное устройство
ДЧ — делитель частоты
ЖМ — ждущий мультивибратор
ЗУ — запоминающее устройство
ИВ — измерительный выпрямитель
ИИ — источник импульсов
Инв — инвертор
Инт — интегратор
ИОУ — интегральный операционный усилитель
ИП — истоковый повторитель
КГ — кварцевый генератор
КЧ — конденсаторный частотомер
М — модулятор
МУ — множительное устройство
ООС — отрицательная обратная связь
ПКН — преобразователь код — напряжение
ПН — повторитель напряжения
ПНЧ — преобразователь напряжения в частоту
ПОС — положительная обратная связь
Рг — регистр
РСч — реверсивный счетчик
СД — светодиод
См — сумматор
СС — схема сравнения
СФ — сглаживающий фильтр
Сч — счетчик
ТКН — температурный коэффициент напряжения
ТКС — температурный коэффициент сопротивления
ТМ — тензометрический мост
УВРН — устройство выделения разностного напряжения
УГ — управляемый генератор
УО — усилитель-ограничитель
УПТ — усилитель постоянного тока
УР — усилитель рассогласования
Ус — усилитель

УУ — устройство управления
УФ — устройство формирования
УЧ — умножитель частоты
ФВЧ — фильтр высокой частоты
ФИ — формирователь импульсов
ФИСД — формирователь импульсов стабильной длительности
ФПС — фильтр постоянной составляющей
ФР — фоторезистор
ФУН — формирователь управляющих напряжений
ФУПТ — фильтрующий усилитель постоянного тока
ФЧВ — фазочувствительный выпрямитель
ЦОС — цепь обратной связи
ЧУ — частотомерное устройство
УВЧ — усилитель высокой частоты
ШИМ — широтно-импульсный модулятор

Предисловие	3
Глава первая. Измерение частоты вращения и механической мощности электродвигателей	5
1. Методы измерения частоты вращения	5
2. Измерительные преобразователи среднего значения частоты сигнала в постоянное напряжение на основе конденсаторных частотомерных устройств	7
3. Измерительные преобразователи среднего значения частоты в напряжение постоянного тока на основе спусковых схем	22
4. Быстродействующие измерительные преобразователи частоты в напряжение постоянного тока (преобразователи мгновенного значения)	35
5. Измерительные преобразователи механической мощности	40
Глава вторая. Измерение скольжения и относительной нестабильности частоты вращения	43
6. Методы измерения скольжения электрических машин	43
7. Измерение скольжения путем выделения и измерения разностной частоты	46
8. Устройства для измерения скольжения, построенные на основе идентичных измерительных преобразователей	49
9. Аналоговые скользящие, основанные на измерении длительности периодов	62
10. Цифро-аналоговые скользящие, основанные на измерении разности периодов	69
11. Преобразователи скольжения с использованием умножителей частоты	77
12. Преобразователи нестабильности частоты вращения электродвигателей	79
Глава третья. Тензометрические измерители вращающих моментов	91
13. Общие положения	91
14. Схемы включения тензодатчиков	94
15. Измерительные преобразователи выходного сигнала тензомостов, питаемых переменным током	98
16. Измерительные преобразователи выходного сигнала тензомостов на основе УПТ без преобразования	101
17. Измерительные преобразователи выходного сигнала тензомостов на основе УПТ с преобразованием	106
18. Измерительные преобразователи выходного сигнала тензомостов на основе УПТ с автоматической коррекцией дрейфа	114
	151

19. Измерительные преобразователи выходного сигнала тензомостов с частотно- и широтно-импульсной модуляцией	119
20. Измерительные преобразователи выходного сигнала тензомостов в частоту синусоидального напряжения	132
21. Измерение динамических моментов электродвигателей при помощи измерительных преобразователей частоты вращения	142
Список литературы	146
Перечень используемых сокращений	149

Михаил Борисович Лейтман

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ (Методы и аппаратура)

Редактор Ю. А. Другов

Редактор издательства Н. Б. Фомичева

Обложка художника Н. Т. Ярешко

Художественный редактор В. А. Гозак-Хозак

Технический редактор Л. В. Порхачева

Корректор М. Г. Гулина

ИБ № 1704

Сдано в набор 16.06.82

Подписано в печать 06.12.82

Т-20956

Формат 84×108^{1/32}

Бумага типографская № 2

Гарнитура литературная

Печать высокая Усл. печ. л. 7,98 Усл. кр.-отт. 8,19 Уч.-изд. л. 8,61

Тираж 7000 экз.

Заказ 160

Цена 45 к.

Энергоатомиздат. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Москва, М-54, Валовая, 23